

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

Mit dem vorliegenden Heft beschließt FUNK UND TON den achten Jahrgang. In einer Zeit der größten wirtschaftlichen Schwierigkeiten Deutschlands, nach dem Zusammenbruch des wirtschaftlichen und kulturellen Lebens, entstand 1947 diese Zeitschrift, um zu ihrem Teil zu versuchen, zum Wiederaufstieg der deutschen Hochfrequenztechnik beizutragen: 1947, also zu einer Zeit, als es beinahe vermessen erschien, noch an den Wiederaufbau der Stätten deutscher Forschung und Technik zu glauben.

Allen zeitbedingten Schwierigkeiten zum Trotz war es möglich, aus dem Wissensschatz deutscher Forscher und Ingenieure technische und wissenschaftliche Erkenntnisse zu vermitteln, die aus bekannten Gründen bis dahin nur einem kleinen Kreis zugänglich waren. Damit wurden gleichzeitig auch die Voraussetzungen für einen Gedankenaustausch geschaffen, um das Stadium der technischen Stagnation zu überwinden. Durch Berichte und Referate über ausländische Arbeiten konnte mit dazu beigetragen werden, den Anschluß an den Stand der Technik in aller Welt wiederherzustellen. Eine Fülle von wissenschaftlichen und technischen Originalbeiträgen und Übersichtsberichten spiegelte den Stand der Technik wider und gab Anregungen für die eigenen Arbeiten. In den letzten Jahren ist die technische Entwicklung mit großen Schritten weitergeeilt. Neue Erkenntnisse haben das Wissen erweitert und ihren äußerlich sichtbaren Niederschlag in neuen Anwendungsgebieten gefunden. Neben die bisherigen Gebiete der Wissenschaft und Technik ist eine neue Sparte getreten: die Elektronik. Sie hat zahlreiche neue Querverbindungen zwischen bisher scheinbar beziehungslos nebeneinander stehenden Disziplinen geschaffen. Deshalb ist es notwendig, dieser Entwicklung Rechnung zu tragen und die bisher schon immer behandelten Gebiete der Hochfrequenztechnik und Elektroakustik in Zukunft um das Gebiet der Elektronik zu erweitern.

Elektronik soll dabei im weitesten Sinne des Wortes verstanden werden, als Oberbegriff für alle Disziplinen und Techniken, die sich des ruhenden oder bewegten Elektrons bedienen. Der Leser wird also die ihm aus dem bisherigen Themenkreis von FUNK UND TON bekannten Gebiete nach wie vor finden, zusätzlich aber noch Beiträge aus dem Gebiet der wissenschaftlichen und angewandten Elektronik. Über die zahlreichen und teilweise neuartigen Anwendungen dieses vielleicht jüngsten Zweiges der Technik auch regelmäßig zu berichten, soll zusätzliche Verpflichtung sein.

Die thematische Erweiterung wird äußerlich ihren Ausdruck in dem neuen Titel

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

finden. Unter diesem Namen und im Format DIN A 4 wird FUNK UND TON in Zukunft weitergeführt werden.

Zum Ende dieses Jahres danken wir unseren Lesern und Mitarbeitern für die bewiesene Treue und verbinden mit den besten Wünschen für ein glückliches und erfolgreiches Jahr 1955 den Wunsch, daß auch die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU ebenso wie bisher FUNK UND TON allen die wertvolle Fachzeitschrift sein möge.

Die stereofonische Tonfilm-Aufnahme und -Wiedergabe¹⁾

Mitteilung aus dem Klangfilm-Arbeitsgebiet der Siemens & Halske AG.

In einem Gebiet, in dem die Technik der Kunst dient (die Technik soll Tonereignisse unverfälscht wiedergeben) und die Technik die Kunst beeinflusst (eine Sängerin singt vor einem Mikrofon anders als bei freiem Vortrag), sind Forderungen zu beachten, die sonst der Technik nicht auferlegt werden. Einige einfache Betrachtungen bringen uns diese Gedanken sehr schnell näher.

1. Sprachverständlichkeit und Nachhall

Eine wichtige Rolle spielt bei der Tonaufnahme die Dosierung des Nachhalls. Bei der Tonaufnahme ohne Bild, wie z. B. für die Herstellung von Schallplatten, ist diese Dosierung dem künstlerischen Empfinden des Tonmeisters mehr oder weniger freigestellt. Er kann je nach Art des musikalischen Sujets den Klangkörper aufteilen und durch Wahl des Raumes oder durch technische Hilfen eine Tonaufnahme schaffen (oder durch nachträgliches Mischen korrigieren), die seiner persönlichen künstlerischen Auffassung entspricht. Hierbei ist jedoch stets von Bedeutung, wo die Aufnahme abgehört bzw. wiedergegeben werden soll. Eine Wiedergabe in gedämpften Räumen gestattet eine andere — freizügigere — Aufnahmeart als dies der Fall ist, wenn damit gerechnet werden muß, daß die Aufnahme beispielsweise in einem großen Saal, der vielleicht sogar eine zu lange Nachhallzeit und eine ungünstige Nachhallkurve hat, wiedergegeben werden muß.

Bei der „bildgebundenen“ Aufnahme (wie beim Tonfilm oder beim Fernsehen) treten manche zusätzlichen Schwierigkeiten auf, insbesondere ist auch die akustische Perspektive zu beachten. Schon für die Aufstellung der Mikrofone außerhalb des Bildwinkels lassen sich nicht immer die optimalen tontechnischen Bedingungen erfüllen; noch weniger kann der Architekt bei seinen Kulissenbauten auf den zum Bild passenden Nachhall Rücksicht nehmen, wenn er z. B. ein kleines Zimmer in einer großen Aufnahmehalle aufbauen muß. Ferner will auch die Regie trotz all dieser Schwierigkeiten beispielsweise ein erregtes Wortgefecht nicht mit ruhiger oder gemäßigter Stimme darstellen lassen, sondern jeden beliebigen Stimmaufwand anwenden können, ohne daß sich hierbei der Nachhall des großen Studios in dem kleinen Szenenraum störend bemerkbar macht. Wenn auch die modernen Richtmikrofone hier schon sehr weitgehend Abhilfe schaffen, so bleibt doch noch eine nicht geringe Anzahl von Problemen offen. Es ändert sich z. B. mit dem akustischen Umfeld auch der Klangcharakter der Stimme, eine Erscheinung, die erst beim Schnitt des Tonbandes bemerkt wird und beim Mischen Korrekturen erforderlich macht, die nicht immer ganz einfach sind. Die meisten Schwierigkeiten haben ihre Ursache in dem bildbedingten häufig sehr großen Abstand des Sprechers vom Mikrofon, der (selbst wenn dies in der nächsten Szene möglich sein würde) nicht anschließend beliebig verkleinert werden kann, da man sonst einen sehr merkbaren „Stimmbruch“ erhalten

¹⁾ Aus einem Vortrag des Verfassers auf der Tonmeistertagung in Detmold am 7. 10. 1954.

würde. Diesen Unannehmlichkeiten geht man zuweilen beim Fernsehen durch das wenig dekorativ wirkende Hineinstellen der Mikrofone in die Szene aus dem Weg; wenn der Künstler im Fernsehstudio aber erst von den z. Z. noch wichtigeren bildlichen Sorgen befreit ist, wird er wohl hinsichtlich der Mikrofonaufstellung die gleichen Bedingungen wie der Filmregisseur stellen.

Die Vorführung von Kinofilmen erfolgt immer in einem großen Saal. Um die auf dem Band festgehaltene Tonfolge, die Musik und Sprache, sowie alle Arten von Geräuschen mit dem zum Bild passenden verschiedenen Nachhall enthält, richtig wiederzugeben, soll der Nachhall des Saales eine geradlinige und verhältnismäßig große Dämpfung aufweisen. Die gute Sprachverständlichkeit ist oberstes Gesetz. Ein solches Filmtheater wirkt jedoch sehr leicht „tot“. Lachen z. B., das durch die Pointe des Films ausgelöst werden soll, erstirbt in der Dämpfung. Die Stimmung, das Fluidum, der Zauber des Theaters oder sogar der Premiere gehen dadurch verloren; jeder noch so gute Film wird in diesem Theater lustlos hingenommen, er wird kein Erfolg sein. Ein solcher Raum erlangt schnell den Ruf „für Premieren ungeeignet“. Der Akustiker ist deshalb gezwungen, einen Mittelweg zu finden, der für den Kinosaal beiden Forderungen (gute Sprachverständlichkeit und genügender Nachhall für das Fluidum) gerecht wird.

Theater und Konzertsaal werden trotz des Fernsehens und des Radios immer ihren Platz behaupten. Eines ist aber klar geworden: Im Theater — und insbesondere im Filmtheater — werden höhere Ansprüche gestellt als zu der Zeit, in der eine Unterhaltung über den Funk noch nicht in das Heim geliefert werden konnte.

In der Tonfilmtechnik versuchte man deshalb, ganz neue Wege zu finden. Dies gelang zunächst in Amerika durch das Cinerama-Verfahren. Abgesehen von der Bildwirkung des Breitbildes war auch der Toneindruck dabei so gewaltig, daß man geneigt war, mindestens 50 % der Wirkung dieses Verfahrens dem plastischen Ton zuzugestehen. Allerdings ist bei diesem Verfahren der Aufwand von 3 Bildprojektoren und einem gesonderten Tonabspielgerät recht erheblich. Bei der Cinerama-Vorführung sitzt der Zuschauer vor einer gekrümmten Projektionswand, die die ganze Breite des Theaters ausfüllt. Auf den guten Plätzen ist der Bildwinkel 180°. Damit ist dem Beschauer jeder äußere Haltepunkt gegenüber den Vorgängen auf der Bildwand genommen. Man hat also z. B. den Eindruck, wirklich in einer Berg- und Talbahn zu sitzen oder im Flugzeug einen Flug mitzumachen.

Der Ton wird mit einem synchron zu den Projektoren laufenden Tongerät von einem 35-mm-Magnettonfilm mit 6 Tonspuren abgetastet und über ein Mischpult den hinter der Bühne und seitlich der Bildwand, zum Teil auch über und hinter dem Zuschauer angebrachten Lautsprechern zugeführt. Bei richtiger Dosierung des Tones ergibt sich ein frappanter Toneindruck auch dann noch, wenn die Wiedergabe nicht ganz echt klingt.

Wegen des großen Aufwandes ist das Cinerama-Verfahren für normale Kinos schwer einführbar. Deshalb wurde der CinemaScope-Film geschaffen, der außer einem seitlich komprimierten Bild vier Magnettonspuren enthält. Die Vorführungen solcher Filme zeigten, daß mindestens drei Kanäle für die Bühne erforderlich sind und daß ein sogenannter Effektkanal maßgebend am Entstehen eines räumlichen Toneindrucks beteiligt ist.

Die folgenden Ausführungen bringen einige physikalische und physiologische Betrachtungen über die Einkanal-Tonübertragung und die Stereophonie.

2. Die Forderungen an die Übertragung

Um zu einer Übersicht zu gelangen, welche Forderungen an die Schallaufzeichnung und -wiedergabe, insbesondere an die bildgebundene Wiedergabe zu stellen sind, muß man sich zunächst darüber klar werden, welche Eindrücke das Ohr empfinden kann. Das Ohr unterscheidet 1. Tonhöhe (in der Technik als Frequenz bezeichnet), 2. Lautstärke und 3. Richtung und Entfernung der Schallquelle (Seiten- und Tiefenauflösung).

2.1 Frequenzumfang

Der Hörbereich des menschlichen Ohres liegt ungefähr zwischen 16 und 16 000 Hz. Abb. 1 zeigt die beim Klavier und der Orgel vorkommenden Grundtöne mit den zugehörigen Schwingungszahlen. Der Frequenzbereich von etwa 16 bis 4000 Hz umfaßt demnach rund 8 Oktaven. Da eine Oktave aus 12 Tonintervallen (Halbtönen) besteht, erhält man für die ersten zwei Oktaven von 16 bis 64 Hz also $2 \times 12 = 24$ Tonstufen. Für diese beiden Oktaven können Zwischenstufen

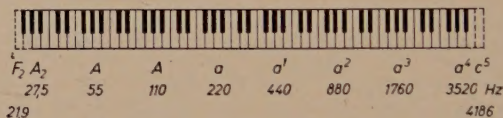


Abb. 1. Tonumfang von Klavier und Orgel (Grundtonbereich)

Tab. 1. Lautstärkeumfang (Phon-Skala)

Phon	Art des Schalles	Sprache	kleines Orchester	großes Orchester	Ge- räusche
0	Völlige Stille				
10	Ruhiger Raum				
20	Flüstern im Tonstudio				
30	Leise Unterhaltung				
40	Unterhaltungssprache				
50	Lautsprechermusik				
60	Straßenlärm				
70	Straßenbahn — laut. Schreien				
80	Autohupe				
90	Nieten, Fabriklärm				
100	Pneumatisches Hämmern				
120	Flugzeugpropeller in Nähe Schmerzgrenze				

vernachlässigt werden, weil das Ohr in diesem Bereich kleinere Intervalle kaum zu unterscheiden vermag. Für den Bereich oberhalb 64 Hz kann man mit einem mittleren Auflösungsvermögen, d. h. mit einer noch deutlich hörbaren Abweichung von einem reinen Grundton, von $\frac{1}{8}$ Ton rechnen. Es ergeben sich infolgedessen pro Oktave $4 \times 12 = 48$ hörbare Tonstufen, für die Oktaven von 64 bis 4000 Hz demnach $6 \times 48 = 288$ hörbare Tonstufen. Die Obertöne von 400 bis 16 000 Hz ergeben, in Achteltöne aufgeteilt, außerdem noch $48 \times 2 = 96$ hörbare Elemente. Man erhält damit über den gesamten Frequenzbereich eine Summe von etwa 408 hörbaren Elementen.

Die Tonaufnahme- und -wiedergabe-Einrichtungen müssen für eine naturgetreue Übertragung in der Lage sein, den gesamten Frequenzbereich störungsfrei und unverzerrt zu übertragen. In diese Forderung gehen der Frequenzgang, der Gleichlauf des Tonträgers und der Klirrfaktor ein.

Der Lichtton und eine Reihe anderer Tonaufzeichnungs- und -übertragungsverfahren sind nicht in der Lage, diese Forderung voll zu erfüllen. So umfaßt der Frequenzumfang des Telefons beispielsweise nur etwa 4 Oktaven. Der Lichtton kann einen Frequenzgang bis etwa 8000 Hz bewältigen. Dagegen beherrscht der Magnetton hinsichtlich des Frequenzganges und bei sorgfältigem Geräteaufbau — also gutem Gleichlauf und geringem Klirrfaktor — die 408 hörbaren Elemente.

2.2 Lautstärkeumfang (Dynamik)

Nach der Phon-Skala (Tab. 1) ist der Lautstärkeumfang zwischen leisem Flüstern (20 Phon) und der Schmerzgrenze (120 Phon) etwa 100 Phon, das sind also rund 100 Lautstärkestufen. Diesen Dynamikumfang zu erfassen, gelingt bekanntlich mit den heutigen technischen Mitteln noch nicht. Mit den besten Aufzeichnungs- und Wiedergabe-Einrichtungen kann man etwa 60 Phon bewältigen. Bei Lichtton muß man sich sogar mit etwa 48 Phon begnügen.

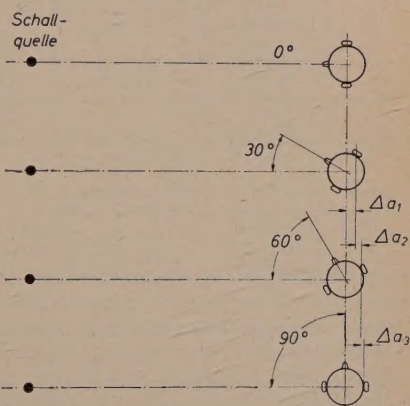
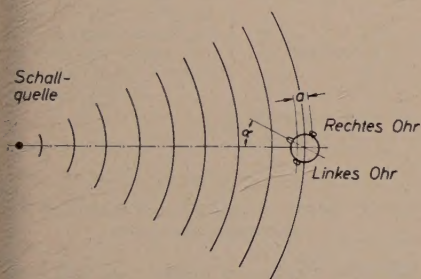


Abb. 2. Differenz der Ohrabstände von der Schallquelle bei Kopfdrehung um den Drehwinkel α

Abb. 3 (rechts). Die Verkleinerung der Ohrabstands-differenz bei einer Kopfdrehung

2.3 Richtung und Entfernung der Schallquelle (Seiten- und Tiefenauflösung)

Der Schall pflanzt sich bekanntlich mit 330 m/s fort, d. h., um 1 m Weg zurückzulegen, braucht der Schall 0,003 s und für 1 cm = 0,00003 s oder 0,03 ms.

Abb. 2 zeigt eine Schallquelle und einen Zuhörer, der seinen Kopf um einen Winkel α von der Schallquelle weggedreht hat. Die Abstands-differenz a sei 1 cm, also ist die Laufzeit-differenz des Schalls 0,03 ms. Ein derartiger Unterschied wird vom menschlichen Gehör noch wahrgenommen. Der Winkel α gegen die Senkrechte, d. h. der Grenzwinkel für die eben noch feststellbare seitliche Abweichung beträgt 3° . Bei dieser Kopfstellung mit dem Blick etwa in Richtung auf die Schallquelle ist die Fähigkeit zum Richtungshören sehr groß. Bei stärkerer Drehung des Kopfes werden die Abstands-differenzen, wie Abb. 3 zeigt, immer geringer, d. h., einer Weg-differenz von 1 cm entspricht in diesem Bereich ein wesentlich höherer Verdrehungswinkel.

Da der Ohrabstand beim Menschen im Durchschnitt etwa 21 cm ist, ergibt sich bei einer Kopfdrehung um 90° eine Differenz von $0,03 \cdot 21 = 0,63$ ms. Unter Berücksichtigung der Änderung der Abstands-differenz kommt man für eine Kopfdrehung zwischen 0 und 90° etwa auf die in Tab. 2 oben angegebenen Lokalisierungsstufen.

Da aber das von der Schallquelle weiter entfernte Ohr durch den Kopf abgeschirmt wird, tritt für die beiden Ohren neben der Zeitdifferenz auch eine Lautstärkedifferenz auf, die ebenfalls einen Richtungseindruck hervorruft. Wird als Unterschiedsschwelle 1 dB angenommen, so erhält man eine Stufung, deren Genauigkeit beim Wegdrehen des Kopfes von der Schallquelle wächst. Die beiden Effekte, nämlich die Richtungswirkung durch Laufzeit- und Lautstärkedifferenzen, ergänzen sich also gegenseitig.

Außerdem ändert sich der Richtungseindruck auch noch mit der Frequenz. Die Seitenauflösung infolge von Zeitdifferenzen hat ihr Optimum bei etwa 500 Hz und wird über 800 Hz hinaus mehrdeutig. Die Seitenauflösung infolge von Laut-

Tab. 2. Die bei der Seitenlokalisierung unterscheidbaren Stufen

	Verdrehungswinkel α	Zahl der hörbaren Stufen
Zeitdifferenz	0 bis 45°	15 Stufen zu je 3°
	45 bis 90°	6 Stufen zu je 7,5°
Lautstärkediff.	0 bis 45°	1 Stufe zu 45°
	45 bis 90°	15 Stufen zu je 3°
Mittelwert	0 bis 45°	15 Stufen zu je 3°
	45 bis 90°	10 Stufen zu je 4,5°

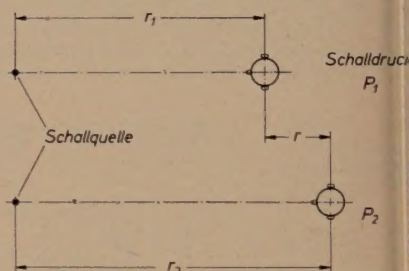


Abb. 4. Schalldruckänderung bei Änderung des Schallquellenabstandes

stärkedifferenzen wird dagegen mit zunehmender Frequenz besser, so daß sich also auch diese beiden Eigenschaften gut ergänzen. Unter Berücksichtigung dieser Faktoren kann man mit den in Tab. 2 unten angegebenen Mittelwerten rechnen. Diese Werte ergeben die Genauigkeit, mit der sich die Richtung einer Schallquelle bestimmen läßt. Die Genauigkeit der Tiefenlokalisierung, also der Entfernungsbestimmung, ist aus Abb. 4 zu ermitteln.

Befindet sich eine Schallquelle im Abstand r_1 vom Zuhörer, so herrscht an den Ohren des Zuhörers der Schalldruck P_1 . Wird die Entfernung auf r_2 vergrößert, so verringert sich der Schalldruck auf P_2 . Legt man das vom Ohr gerade noch empfundene Schalldruckverhältnis von 1 dB zugrunde, so erhält man für das Verhältnis der beiden Entfernungen

$$\frac{r_2}{r_1} = \frac{P_1}{P_2} = 1 \text{ dB} = 1,122$$

Daraus ist die Zahl der in der Tiefe des Raumes feststellbaren Lokalisierungsstufen zu errechnen. Bei einem Orchester von 30 m Breite und 15 m Tiefe kommt man damit zu den in Tab. 3 genannten Werten für die Seiten- und Tiefenauflösung bei verschiedenen Entfernungen zwischen Zuhörer und Schallquelle. Die Wertungstabelle für das Tonempfinden (Tab. 4) gibt eine Übersicht, wie weit die vom Ohr in bezug auf Frequenz, Lautstärke, Richtung und Entfernung feststellbaren Bereiche und Stufen bei Einkanal-Lichtton, Einkanal-Magnetton und Stereo-Magnetton wiedergegeben werden. Aus dieser Punktwertung geht eindeutig hervor, daß die Mehrkanal-Stereofonie mit Magnetton jeder Einkanal-Übertragung weit überlegen ist. Bei der angeführten Punktwertung bleibt die physiologische Wirkung der Stereofonie auf den Zuhörer unberücksichtigt. Auch

verschiedene andere Effekte, wie z.B. die vom Zuhörer empfundene Verringerung des Störgeräusches bei der Stereophonie-Wiedergabe und der geringere Einfluß von Verzerrungen, können nicht auf diese Weise ausgedrückt werden. So kommt man zu der Schlußfolgerung, daß die Zeit naheliegt, in der die stereofonische Übertragung als ordnungsgemäße Normalqualität verlangt und die Einkanal-Übertragung als unvollkommener Behelf abgelehnt werden.

Tab. 3. Die bei der Seiten- und Tiefenauf-
lösung unterscheidbaren
Stufen bei einem Or-
chester von 30 m Breite
und 15 m Tiefe

	Seitenauflösung		Tiefenauflösung			
Abstand des Zu- hörers von der Schall- quelle	Stufenbreite		Zahl der hörbaren Stufen	Stufentiefe		Zahl der hörbaren Stufen
	in der Mitte des	am Rande des		im Vorder- grund	im Hinter- grund	
	Orchesters			des Orchesters		
2 m	0,1	... 5,7 m	46	0,24	... 0,90 m	19
4 m	0,2	... 3,6 m	44	0,49	... 1,15 m	14
8 m	0,4	... 2,5 m	38	0,98	... 2,7 m	10
15 m	0,75	... 1,5 m	30	1,8	... 3,25 m	6
30 m	1,5	... 1,6 m	20	3,6	... 5,1 m	4
60 m	3,0	... 3,3 m	10	7,2	... 8,3 m	2

Tab. 4. Wertung für
das Tonempfinden

Ohr- eindruck nach	hörbare Elemente	hörbare Elemente am besten Platz	bei Einkanal Lichtton	bei Einkanal Magnet- ton	bei Stereo- fonie Magnet- ton
Frequenz	408	408	336	408	408
Laut- stärke	100	100	48	60	75
Seiten- auflösung	10 bis 46	38	keine	keine	~ 30
Tiefen- auflösung	2 bis 19	10	keine	keine	~ 10

Bei der Stereophonie spielt noch der Phasenwinkel eine wesentliche Rolle. Wird z.B. von einer Schallquelle ein Sinuston erzeugt, so treffen die Schwin-
gungen auch bei Kopfdrehung u. U. in gleicher Phasenlage auf beide Ohren. In
diesem Fall geht die Seiten- und Tiefenauf-
lösung verloren. Dies gilt insbeson-
dere für die hohen Frequenzen (Abb. 5 oben), die für die Schallquellenlokalisie-
rung gerade am wichtigsten sind. Bei einer tieferen Frequenz ist die gleiche
Phasenlage schon weniger wahrscheinlich. Abb. 5 (unten) zeigt, daß bei Kopf-
drehung eine Phasenverschiebung stattfindet. Das rechte Ohr hört das Wellental
und das linke Ohr den Wellenberg. Aber auch dies würde kaum zur Richtungs-
bestimmung ausreichen.

Bei der Übertragung von Sprache, Musik oder Geräuschen besteht jedoch
jeder Ton aus zusammengesetzten Schwingungen. Wird z.B. eine an beiden
Enden eingespannte Saite angezupft, so schwingt sie gemäß Abb. 6 (oben);

außerdem treten auch noch Oberschwingungen auf, die sich geometrisch zur Grundschwingung addieren (Abb. 6 unten). Bei einer solchen zusammengesetzten Schwingung werden das linke und das rechte Ohr bei der geringsten Drehung des Kopfes stets von einem anderen Kurventeil des Wellenzuges getroffen, so daß eine genaue Richtungsbestimmung möglich ist.

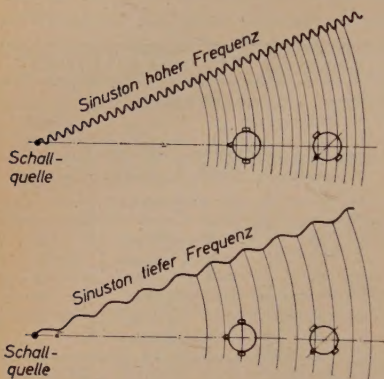


Abb. 5. Zur Phasenlage bei Sinustönen

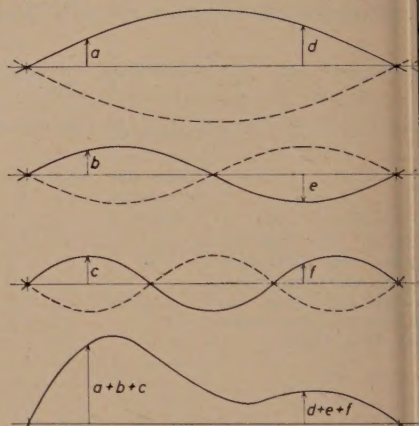
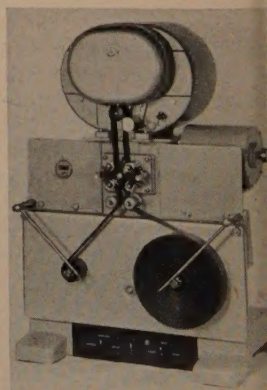
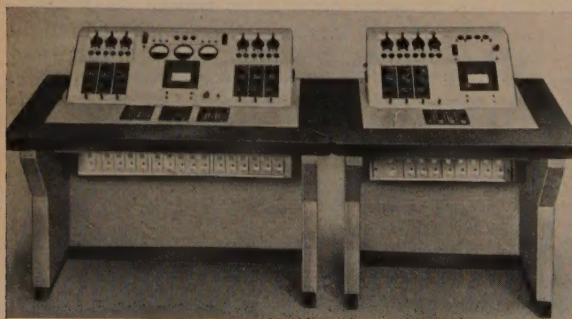


Abb. 6. Geometr. Addition von Teilschwingungen

Aus dieser Tatsache folgt aber auch, daß eine Stereophonie-Apparatur nicht nur hinsichtlich des Frequenzganges, des Gleichlaufs und der Klirrfreiheit zu betrachten ist, sondern daß die exakte Einhaltung des Phasenwinkels in allen Übertragungsgliedern, also vom Abtastkopf angefangen, über sämtliche Verstärker bis zu den Lautsprechern, von ausschlaggebender Bedeutung ist, weil sonst die Seiten- und Tiefenauslösung stark beeinträchtigt wird. Wenn man also schlechte Stereophonie hört, so liegen nicht immer Fehler der mechanischen Apparatur oder in den einzelnen Verstärkern vor, sondern sehr häufig eine am Ende kaum mehr kontrollierbare Phasenverschiebung. Die Phasenlage muß sowohl bei der Aufnahme als auch bei der Wiedergabe genau eingehalten werden. Dies ist ein wichtiger Faktor, der bei Stereophonie-Anlagen häufig übersehen wird.

Abb. 7 (unten), 2 × 3-Kanal- und 1 × 4-Kanal-Mischpult

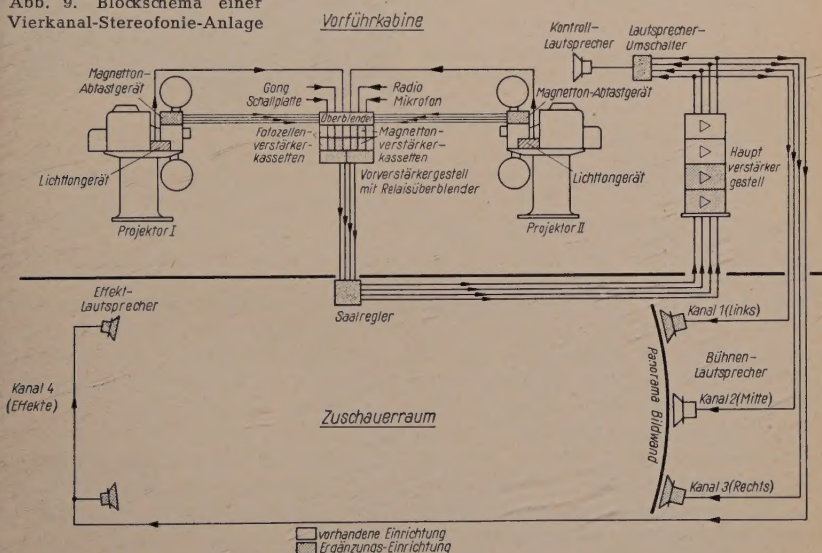
Abb. 8 (rechts), Stereocord-Aufnahmegerät



3. Geräte für die stereofonische Tonübertragung

Nachfolgend werden noch einige Geräte beschrieben, mit denen die stereofonische Tonübertragung verwirklicht wird. Beim CinemaScope-Film bereitet die Nachsynchronisation keine Schwierigkeiten, den Ton echt stereofonisch aufzunehmen. Es ist nur eine gewisse Erfahrung notwendig, um die räumliche Tonwirkung fehlerlos auf dem Tonband festzuhalten. Weit schwieriger ist das Problem bei der Direktaufnahme, bei der Bild und Ton gleichzeitig aufgenommen werden und die Tonaufnahme durch das Vorhandensein der Bildkamera und durch die Bewegungen der Schauspieler im Raume erschwert wird. Es werden deshalb neue Konstruktionselemente, insbesondere neuartige Mikrofone, nötig, um bei ausreichendem Mikrofonabstand befriedigende Resultate zu erhalten. Abb. 7 zeigt links ein Mischpult für 2×3 Kanäle und rechts ein Mischpult für 1×3 Kanäle und 1 Effektkanal. Zur Aufzeichnung des Tones dient ein Spezial-Vierspur-Aufnahmegerät (Stereocord, Abb. 8), welches die vom Mischpult kommenden Tonfrequenzen auf vier je 4 mm breite Tonspuren aufzeichnet. Diese

Abb. 9. Blockscheema einer Vierkanal-Stereofonie-Anlage



Atelierschrift könnte man als „Magnetton-Negativ“ bezeichnen. Es ist interessant, daß solche Vierspur-Magnettongeräte auch für die Einkanal-Technik, z. B. für die Tonaufnahme bei der Schallplattenherstellung, von Bedeutung sind. Man kann beispielsweise 4 Mikrofone in ein Orchester stellen und die einzelnen Klangkörper — Geigen, Bläser, Trompeten usw. — mit ihrem Hauptvolumen jeweils einem Kanal zuteilen. Man hat es damit in der Hand, daraus später eine Einkanal-Aufnahme zu mischen und die einzelnen Klangkörper nach Wunsch für den endgültigen Tonträger, z. B. die Schallplatte, abzustimmen.

Eine Übersicht über die zur stereofonischen Tonwiedergabe im Filmtheater benötigten Geräte gibt das Blockscheema der Abb. 9. Einen neuartigen Kassettenverstärker zeigt Abb. 10. In Abb. 11 ist ein Großlautsprecher dargestellt, wie er bei der stereofonischen Übertragung in mehreren Exemplaren verwendet wird.

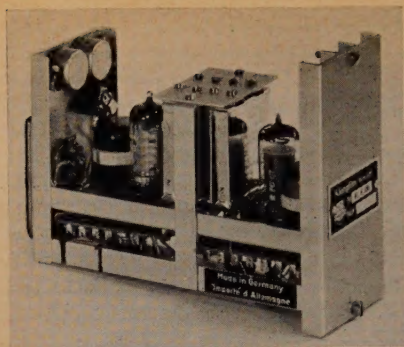


Abb. 10. Magnetton-Abtastverstärker (Kassette)

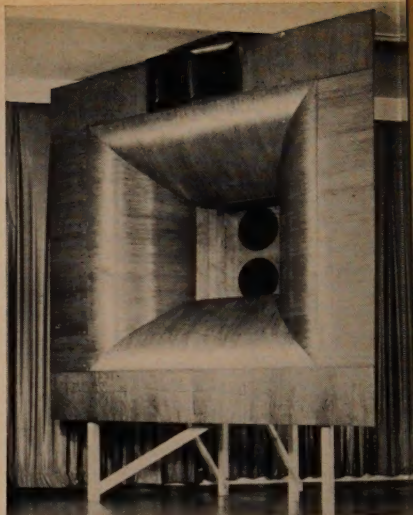


Abb. 11. Großlautsprecher mit Hoch- und Tieftonsystemen und Kugelwellentrichter für Filmtheater

4. Der gesteuerte Ton

Mit einem Tonsteuerverfahren, bei dem der Ton mit einer einzigen Tonspur durch Pegelsteuerung auf mehrere Tonkanäle verteilt und über mehrere Lautsprecher wiedergegeben wird, läßt sich ebenfalls eine gewisse Richtungswirkung erreichen. Die Tiefenauflösung fehlt jedoch völlig. Da die Wiedergabe bei allen Lautsprechern ohne einen Phasenunterschied erfolgt, haben diese Verfahren im Grunde mit Stereophonie nichts zu tun. Die Seitenauflösung stimmt auch nur, solange der Ton im wesentlichen nur über einen einzigen Lautsprecher wiedergegeben wird. Bei gleichzeitiger Wiedergabe über mehrere Lautsprecher, z. B. bei Orchesteraufnahmen, können sogar Fehllokalisierungen eintreten, denn nach einem akustischen Gesetz (H a s - Effekt) orientiert sich das Gehör dabei nach dem zuerst wahrgenommenen Tonimpuls. Sitzt man z. B. im Theater auf der linken Seite, so wird man — da alle Tonereignisse ohne Phasenunterschied wiedergegeben werden — oft nach dem nächstliegenden, also dem linken Lautsprecher lokalisieren und dann mit Erstaunen feststellen, daß sich das Tonereignis im rechten Teil des Bildes abspielt.

Es ist ein weiterer Nachteil des Tonsteuerverfahrens, daß die in der Tonaufzeichnung enthaltenen Steuerfrequenzen einen gewissen Teil des Dynamikumfanges (10 %) und des Frequenzbereiches (1 Oktave) beanspruchen, der für die Tonübertragung verlorengeht.

Wenn man von den Gesetzen und Möglichkeiten der Stereophonie ausgeht, läßt sich leicht erkennen, daß man mit dem Ausweg der Scheinstereophonie nicht lange auskommen wird. Wer wiederholt echte Stereophonie gehört hat, kann mit Pseudoeffekten nicht mehr zufriedengestellt werden.

Die hier dargebrachten Ausführungen und Überlegungen führen zu dem Schluß, daß es für eine auf die Dauer befriedigende Tonwiedergabe notwendig erscheint, dem Wahrnehmungsvermögen durch einen entsprechend großen Frequenzumfang, eine möglichst große Dynamik sowie die bei der echten Stereophonie erreichbare Seiten- und Tiefenauflösung weitgehend gerecht zu werden.

Erfahrungen mit stereofonischen Rundfunkübertragungen

*Nach einem Vortrag von Dr. ir. J. J. Geluk
auf der Tonmeistertagung 1954 in Detmold*

In Holland werden seit 1946 stereofonische Rundfunkübertragungen durchgeführt. Das benutzte „binaurale“ System soll den Hörer gehörmäßig in das Studio versetzen. Dieses „stereofonische“ System, das den Aufnahme- und Wiedergaberaum „abbildet“, ist für Rundfunkübertragungen nicht geeignet, weil der Wiedergaberaum immer kleiner als der Aufnahme- und Wiedergaberaum ist. Es sind deshalb Versuche erforderlich, um dasjenige Aufnahmesystem zu ermitteln, das den vielen verschiedenen Möglichkeiten beim Abhören am besten gerecht wird. Hierbei ist die sogenannte diffuse Wiedergabemethode zu erwähnen. Außer den technischen Schwierigkeiten, zu denen die Wahl der zweckmäßigsten Kanäle gehört, treten auch solche in der Programmgestaltung auf.

Die ersten stereofonischen Übertragungsversuche wurden in den Niederlanden im Labor gemacht, denen die grundsätzlichen physikalischen Untersuchungen von de Boer zugrundelagen. Trotz der inzwischen gesammelten Erfahrungen ist es auch heute noch nicht ganz klar, welches System zur stereofonischen Rundfunkübertragung am geeignetsten ist.

Dem niederländischen Rundfunk stehen zwei etwa in Landesmitte gelegene Mittelwellensender mit einer Leistung von je 100 kW zur Verfügung. Sie versorgen fast das ganze Land, obwohl an den Grenzgebieten starke Fading- und Störscheinungen auftreten können. Senderseitig betrachtet wäre es deshalb ohne weiteres möglich, stereofonische Übertragungen durchzuführen. Gewisse, durch die Programmgestaltung bedingte Einschränkungen setzen jedoch der generellen Einführung von stereofonischen Übertragungen ein Grenze. Weniger Beschränkungen erfordert das auch in den Niederlanden vorhandene niederfrequente Drahtfunknetz. Mit der üblichen hohen Qualität werden hier vier verschiedene Programme über Kabel übertragen.

Einige Zahlen mögen die Rundfunkversorgung in den Niederlanden erläutern. Die Niederlande haben etwa 10,5 Millionen Einwohner mit 2,6 Millionen Familien. Bis heute gibt es 1,9 Millionen registrierte Rundfunkempfänger und 0,5 Millionen Drahtfunkhörer. Praktisch besteht damit für jede Familie eine Hörmöglichkeit. Selbstverständlich gibt es zahlreiche Familien, die sowohl über einen Rundfunkempfänger als auch über einen Drahtfunkanschluß verfügen. Für Zweikanal-Übertragungen sind demnach folgende Kombinationen herstellbar:

- 1) Rundfunk + Rundfunk
- 2) Rundfunk + Drahtfunk
- 3) Drahtfunk + Drahtfunk.

Die dritte Übertragungsart steht im Augenblick noch nicht zur Verfügung, weil die Anschlußglieder zur Zeit nur die Durchschaltung eines einzelnen Kanals erlauben. Spezielle Zusätze sind jedoch schon in Vorbereitung, und es wird in absehbarer Zeit möglich sein, zwei der vorhandenen vier Kanäle gleichzeitig abzuhören.

Die Möglichkeit, eventuell einen vorhandenen Fernsehempfänger mit heranzuziehen, scheidet praktisch aus, da einerseits der Qualitätsunterschied der Tonteile von Rundfunk- und Fernsehgeräten im allgemeinen noch zu groß ist und andererseits auch die Programmgestaltung des Fernsehsenders diese Möglichkeit praktisch ausschließt.

Sind somit die technischen Voraussetzungen für eine Zweikanalübertragung in Holland durchaus vorhanden, so ist es doch immer noch eine Frage der Programm-Politik, wann und wieviele dieser Sendungen durchgeführt werden können. Für die Programmgestaltung mögen nachstehende Hinweise dienen. Es gibt in Holland eine kleinere und vier große Rundfunkgesellschaften, die alle von religiösen oder politischen Vereinigungen getragen werden. Eine Rundfunkgesellschaft, die AVRO, ist eine Gesellschaft mit überparteilichem Charakter. Die Sendezeit für zwei Programme beträgt 34×7 Stunden je Woche und wird in etwa vier gleiche Zeitintervalle für die vier großen Sendegesellschaften aufgeteilt. In der Programmgestaltung sind die Gesellschaften vollkommen selbständig. Sie können deshalb nie stereofonische Sendungen übertragen, ohne dazu die Genehmigung einer anderen Sendegesellschaft zu haben, die zur selben Zeit ihr Programm über den anderen Mittelwellensender ausstrahlt. Von der Programmseite aus betrachtet kann es deshalb bei dieser Konstellation niemals zu einer regelmäßigen Übertragung von stereofonischen Rundfunksendungen kommen, sondern diese Übertragungen werden stets aus musikalisch besonders hochwertige Aufführungen beschränkt bleiben.

Es muß weiterhin berücksichtigt werden, daß eine große Anzahl von Hörern sich mit einer Einkanalübertragung begnügt. Gerade wenn es sich aber um musikalisch besonders hochwertige Programme handelt, büßen diese Hörer etwas an Klangqualität ein. Um deshalb unter allen Umständen das Optimum der Übertragungsgüte zu erreichen, wird es notwendig, eine Zweikanalübertragung zu schaffen, die geringen Aufwand erfordert.

Eine Möglichkeit zur Übertragung stereofonischer Programme, die jetzt auch regelmäßig benutzt wird, ist das sogenannte „Nationale Programma“, das national wichtig ist und gleichzeitig über beide Mittelwellensender verbreitet wird. Von der organisatorischen Seite aus ergeben sich demnach keine grundsätzlichen Schwierigkeiten, aber selbstverständlich ist nicht jede Sendung für eine stereofonische Übertragung geeignet. Hinzu kommt, daß heute fast alle musikalischen Darbietungen auf Magnetband aufgenommen werden, und die NRU ist der Meinung, daß für stereofonische Übertragungen diese Aufnahmetechnik einen, wenn auch nur kleinen Qualitätsrückgang bedeutet und deshalb für stereofonische Sendungen nicht benutzt werden sollte. Zu bedenken ist aber, daß die Tage, an denen ein nationales Programm gesendet wird, meistens Feiertage sind und die Künstler es vorziehen, die Sendung auf Band zu spielen. Im allgemeinen gelingt es jedoch, an diesen Tagen eine oder zwei Stunden für stereofonische Übertragung zu bekommen.

Der Drahtfunk, der heute vom holländischen PTT betrieben wird, wäre in der Lage, Zwei- oder auch sogar Vierkanal-Übertragungen anzuwenden, aber dazu muß er die beiden sonst übertragenen ausländischen Programme abschalten.

Bevor technische Einzelheiten der stereofonischen Aufnahmeapparatur im Studio erklärt werden, sollen die durchschnittlichen Wiedergabebedingungen beim Hörer betrachtet werden.

Man darf heute annehmen, daß es wohl kaum noch jemand gibt, der ein Rundfunkprogramm mit Kopfhörern abhört. Allgemein kann damit gerechnet werden,

daß sich im Wiedergaberaum zwei Lautsprecher in einem Abstand von etwa 3 m befinden. Dabei muß man voraussetzen, daß der Hörer sich nicht genau zwischen diesen beiden Lautsprechern befindet, sondern etwa 2 m davor, wobei die symmetrische Stellung des Hörers beiden Lautsprechern gegenüber nicht unbedingt erfüllt zu sein braucht. Jedoch ist die Phasenlage der Lautsprecher zu beachten. Um hier technisch einwandfreie Verhältnisse zu erreichen, müssen noch Untersuchungen angestellt werden. Man könnte vielleicht mit besonderem Testsignal eine geringe Zahl von Hörern veranlassen, die Phasengleichheit einzustellen. Dies bedeutet praktisch einen Eingriff in den Empfänger oder das eine Gerät um 180° im Raum zu drehen. Die Probleme sind also nicht ganz einfach.

Bei den vielen nichttechnischen Hörern würde die Erfüllung dieser Ansprüche zu kompliziert sein. Die NRU hat deshalb darauf verzichtet, den Hörern eine spezielle Anweisung zu geben. Die technisch orientierten Zuhörer sind in der Lage, auch ohne Testsignal die richtige Phasenlage der Lautsprecher zu bestimmen. Die Phasenlage der Lautsprecher wird weniger kritisch, wenn man die Instrumente mit vorzugsweise tiefen Tönen nicht in der Mitte, sondern an einer Seite aufstellt. Diese Aufnahmetechnik wird deshalb auch allgemein immer verwendet. Für Instrumente mit ausgesprochen hohen Tönen verwendet man diese Verfahren ebenfalls mit Vorteil, weil in den meisten Fällen der Frequenzgang der beiden Übertragungskanäle verschieden ist. Die hochgestimmten Instrumente haben dann die Tendenz, von dem besseren der zwei Übertragungskanäle herzukommen. Für die Aufstellung der übrigen Instrumente steht dann die Mitte des Studios zur Verfügung.

Um die technisch bedingten Differenzen des Frequenzganges anzudeuten, mögen die nachfolgenden Bereiche genannt werden:

Kanalstrecke	Studio	Sender	Drahtfunk	Empfänger	Lautsprecher
Frequenzgang ± 2 dB	30 ... 15 000 Hz	30 ... 10 000 Hz	30 ... 12 000 Hz	50 ... 5000 Hz	80 ... 9000 Hz

Diese Zahlen sind Mittelwerte, wobei große Abweichungen im günstigen oder ungünstigen Sinn sowohl für die Empfänger als auch für die Lautsprecher auftreten können.

Aus zahlreichen Varianten, die bei der Übertragung möglich sind, müssen für den Rundfunk die zwei am besten geeigneten Kanäle ausgesucht werden. Hierfür sind viele Versuche gemacht worden.

Nach den ersten stereofonischen Sendungen wurde eine Hörerumfrage veranstaltet, um Richtlinien für die Zukunft zu bekommen. Von etwa 1000 Hörern gaben ungefähr 900 einen begeisterten Bericht. Die meisten übrigen Hörer haben bei der Übertragung technische Fehler gemacht und eine falsche Schaltung verwendet. Es ist erstaunlich, daß die so einfachen technischen Maßnahmen, die klar und kurz angegeben worden waren, sich doch noch für 10 % der Hörer als zu kompliziert erwiesen haben.

Insgesamt sind bis jetzt sieben Sendungen dieser Art durchgeführt worden, davon fünf während der letzten zwei Jahre. Berichte wurden nicht mehr angefordert, sind aber immer noch ein interessantes Auswertungsmaterial.

Einige persönliche Bemerkungen seien noch erlaubt. Die Stereophonie kann für Rundfunkanstalten in Spezialfällen wichtig und interessant, jedoch nicht ein

bedeutender Faktor bei der Programmgestaltung sein. Für Schallplatten und andere Aufnahmesysteme liegen die Verhältnisse anders. Es gibt heute auch schon Firmen, die Stereoplatten auf den Markt bringen (z. B. Cook, USA), und viele ernste Musikliebhaber können einen gewissen technischen Aufwand treiben, um in ihrer Wohnung eine bessere Wiedergabe zu erreichen. Normale aufgenommene Schallplatten (auch Langspielplatten) sollen selbstverständlich über derartige Anordnungen auch wiedergegeben werden können.

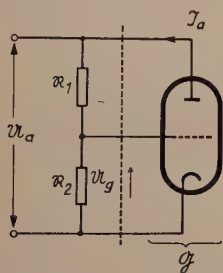
Für das Kino sind die Voraussetzungen anders, und die Entwicklung ist hier stürmisch vorangegangen. Man hat nicht gezögert, bis zu sieben Übertragungskanäle einzuführen. Der Wiedergaberaum ist jedoch in diesem Fall groß, so daß man das Verfahren der „Abbildung“ benutzen kann, während für den Rundfunk nur die virtuelle Versetzung des Hörers in das Studio in Frage kommt. In letzter Zeit ist aber ein neues System entwickelt worden, über dessen Einzelheiten Kleis berichtet hat, und das vielleicht dazu berufen ist, in Zukunft weitverbreitete Anwendung zu finden. Dieses System berücksichtigt vor allem die Diffusität. Aus den Untersuchungen der Raumakustiker der letzten Jahre ist klar zu erkennen, daß neben dem Nachhall heute die Diffusität eines Wiedergabe- oder Aufnahmeraumes mindestens dieselbe Bedeutung hat wie der Nachhall. Das hier skizzierte System der Stereophonie gibt zwar eine deutliche Richtungsempfindung, aber der Nachhall des Studios kommt ebenfalls aus der Lautsprecherrichtung her. Es ist eine Situation, die vielleicht damit verglichen werden kann, als ob man durch ein breites offenes Fenster in das Studio schaut und von dort aus den direkten Schall und den Nachhall empfängt. In den Saal hinein wird man erst versetzt, wenn der Nachhall von allen Seiten das Ohr erreicht, und zwar mit denselben Zeitverzögerungen wie beim Original. Deshalb muß man den direkten Schall entweder mittels eines oder zweier Kanäle wiedergeben, davon ein verzögertes Signal ableiten und dem Nachhall beimischen. Das letzte Signal soll dann im Wiedergaberaum verteilt und in allen möglichen Richtungen aufgestellte Lautsprecher speisen. Beschränkt man sich auf Zweikanalübertragungen, was für Rundfunk allein in Frage kommt, dann kann das direkte Signal nur von einem Kanal wiedergegeben werden, und man verzichtet auf die Richtwirkung des Schalles. Der zweite Kanal dagegen kann jetzt, wenn auch nur mit einer Zeitverzögerung und einem Nachhall, die diffusen Echos übertragen. Sollte der Vorteil auch nicht den Nachteil aufwiegen, so kann trotzdem die diffuse Methode praktisch immer verwendet werden. Die Zeitverzögerung und Nachhallzufügung können ja beim Zuhörer vom direkten Signal abgeleitet werden. Wie sich ein solches System in ein Rundfunkgerät einbauen läßt, muß die Entwicklung zeigen. Für Drahtfunk und Rundfunk ist dieses System jedenfalls einladend, weil der Rundfunk sein normales Programm und seine Technik beibehalten kann und der Drahtfunk zentral und nur über einen besonderen Kanal die Diffusität hinzuzufügen hat. Man kann heute schon eine wesentliche Verbesserung erreichen durch die Aufstellung mehrerer Lautsprecher an verschiedenen Stellen des Wiedergaberaumes und allen dasselbe Signal zuführen. Obwohl dieses System (oft Pseudo-Stereophonie genannt) technisch einfach zu verwirklichen ist, hat es doch keine allgemeine Anwendung gefunden. Die Probleme liegen vielleicht auf der kommerziellen Seite, weil es schwierig ist, zwei getrennte „Möbelstücke“ zu verkaufen und dabei den Preis nicht wesentlich zu steigern. In erhöhtem Maße gilt das für diffuse Wiedergabe, aber vielleicht ist hier eine Kombination mit Magnetongeräten möglich, die oft schon mit Empfängern zusammengebaut sind und den Gesamtpreis nicht allzu sehr erhöhen.

Reaktanzröhre als Kapazität

Bei Frequenzmodulations- und Wobbelschaltungen kommt es häufig vor, daß frequenzbestimmende Kapazitäten an Oszillatorschwingkreisen durch Reaktanzröhren dargestellt werden sollen. Besonders bei höheren Frequenzen versagen die gebräuchlichen Formeln. Es ist deshalb zweckmäßig, bei der Berechnung Röhre und Schaltung zusammenzufassen.

Die folgenden Betrachtungen sollen sich auf Reaktanzröhren in Katodenbasis-schaltung mit anodenseitigem Anschluß beziehen. Es werden Formeln für Ersatzkapazität und Ersatzwiderstand abgeleitet und an grafischen Darstellungen anschaulich erläutert.

Wird der Spannungsteiler $R_1 - R_2$ in die übrige Schaltung einbezogen, dann stellt die Röhre einen Leitwert folgender Größe dar (Abb. 1):



Es gilt

$$U_g = U_a \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$S_a = S (U_g + D U_a)$$

Daraus erhält man

$$S_a = U_a \left[S \frac{R_2}{R_1 + R_2} + S D \right]$$

Abb. 1. Grundsätzliches Schaltbild einer Reaktanzröhre

und der Anschlußleitwert der Röhre wird

$$G = \frac{S_a}{U_a} = \frac{S}{1 + \frac{R_1}{R_2}} + \frac{1}{R_1}, \text{ mit } S D = \frac{1}{R_1}$$

Es sollen einige spezielle Schaltungen mit Pentoden betrachtet werden, für die $1/R_1$ und $j \omega C_{ga}$ vernachlässigt werden können. Dabei bedeutet ω die Betriebsfrequenz des Oszillators, an den die Reaktanzröhre angeschlossen ist.

1. R-C-Spannungsteiler

Für diesen Fall (Abb. 2) ist

$$R_1 = \frac{1}{j \omega C}$$

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{R} + j \omega C_{gk}$$

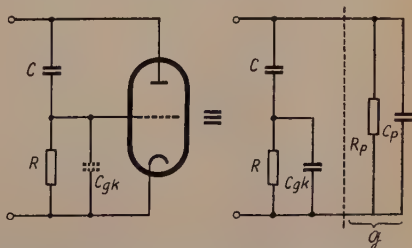


Abb. 2. Reaktanzröhre mit RC-Spannungsteiler; links die Schaltung, rechts das Ersatzschaltbild

und es gilt für den Anschlußleitwert der Röhre der Ausdruck

$$\mathfrak{G} = \frac{S}{1 + \mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_2} = S \frac{1 + \frac{C_{gk}}{C} + j \frac{1}{\omega R C}}{\left(1 + \frac{C_{gk}}{C}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega R C}\right)^2}$$

Nach Aufteilung in Real- und Imaginärteil erhält man so den Ersatzwiderstand

$$R_p = \frac{1}{S} \left\{ 1 + \frac{C_{gk}}{C} + \frac{1}{(\omega R C)^2 \left[1 + \frac{C_{gk}}{C} \right]} \right\}$$

und die Ersatzkapazität

$$C_p = S \frac{R C}{1 + (\omega R C)^2 \left[1 + \frac{C_{gk}}{C} \right]^2}$$

Führt man die Abkürzungen $x = C_{gk}/C$, $RC = \tau$, $SR C = C_{p0}$ sowie die normierte Kapazität C_p/C_{p0} und den normierten Widerstand SR_p ein, so wird

$$SR_p = (1 + x) + \frac{\left(\frac{1}{\omega \tau}\right)^2}{(1 + x)} \quad \text{und} \quad \frac{C_p}{C_{p0}} = \frac{1}{1 + [\omega \tau (1 + x)]^2}$$

Die Abhängigkeit dieser normierten Größen vom Wert x und dem Parameter $\omega \tau$ ist in Abb. 4 und Abb. 6 (Kurven für $\omega/\omega_r = 0$) gezeigt. Es ist daraus sehr deutlich zu ersehen, daß bei hohen Frequenzen, bei denen C in die Größenordnung von C_{gk} kommt und $\tau = RC$ wegen der nötigen Spannungsteilung zwischen Gitter- und Anodenwechselspannung nicht beliebig gesteigert werden kann, keine wirksame Kapazität genügender Größe ohne gleichzeitige starke Vergrößerung des Dämpfungswiderstandes, der in die Größenordnung von einigen 100 Ohm kommt, erreicht werden kann. Bei Durchstimmoszillatoren tritt außer dem der Nachteil auf, daß der erzeugte Frequenzhub — bei gleicher Modulationsspannung an der Reaktanzröhre — stark frequenzabhängig ist, worauf hier jedoch nicht eingegangen werden soll.

Der schädliche Einfluß der Gitter-Katodenkapazität kann hier natürlich durch eine parallelgeschaltete Induktivität kompensiert werden, jedoch bleibt der Nachteil der Frequenzabhängigkeit des Hubes bestehen, wie im folgenden gezeigt werden soll.

1.1 Für die Spannungsteilerwiderstände gilt jetzt

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{1}{j \omega C}, \quad \frac{1}{\mathfrak{R}_2} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j \omega L} + j \omega C_{gk}$$

damit

$$\mathfrak{G} = \frac{S}{1 + \mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_2} = \frac{S}{1 + \frac{C_{gk}}{C} - \frac{1}{\omega^2 L C} - j \frac{1}{\omega R C}}$$

und mit $1/LC = \omega_r^2$, der Resonanzfrequenz des Serienkreises $L - C$

$$\mathfrak{G} = S \frac{1 + \frac{C_{gk}}{C} - \left(\frac{\omega_r}{\omega}\right)^2 + j \frac{1}{\omega R C}}{\left[1 + \frac{C_{gk}}{C} - \left(\frac{\omega_r}{\omega}\right)^2\right]^2 + \left[\frac{1}{\omega R C}\right]^2}$$

Die Aufteilung in Real- und Imaginärteil ergibt

$$R_p = \frac{1}{S} \left[1 + \frac{C_{gk}}{C} - \left(\frac{\omega_r}{\omega}\right)^2 + \frac{\left(\frac{1}{\omega R C}\right)^2}{1 + \frac{C_{gk}}{C} - \left(\frac{\omega_r}{\omega}\right)^2} \right]$$

und

$$C_p = \frac{S R C}{1 + (\omega R C)^2 \left[1 + \frac{C_{gk}}{C} - \left(\frac{\omega_r}{\omega}\right)^2 \right]^2}$$

Setzt man wieder $SRC = C_{p0}$, $RC = \tau$ und $x = [C_{gk}/C - (\omega_r/\omega)^2]$, so können zur Ermittlung der normierten Größen die gleichen Darstellungen wie unter 1. benutzt werden. Durch geeignete Wahl von ω_r kann jetzt der Wert x verkleinert werden, um bessere Verhältnisse erreichen zu können. In der obigen Berechnung ist vom Dämpfungswiderstand $R' = Q_L \omega L$ abgesehen worden, da er bei gebräuchlichen Spulen wesentlich größer als R ist.

2. R-L-Spannungsteiler

Schaltungen dieses Aufbaues führen zu wesentlich günstigeren Ergebnissen, da durch die Gitter-Katodenkapazität eine scheinbare Vergrößerung der Induktivität zu erreichen ist. Das Verhältnis C_p/C_{p0} kann größer 1 werden; außerdem ist es möglich, den Hub über größere Bereiche annähernd konstant zu halten.

Der Spannungsteiler (Abb. 3) wird hier gebildet von

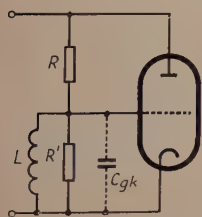


Abb. 3. Reaktanzröhre mit RL-Spannungsteiler

$$\Re_1 = R \quad \text{und} \quad \frac{1}{\Re_2} = \frac{1}{R'} + \frac{1}{j \omega L} + j \omega C_{gk},$$

wobei $R' = Q_L \omega L$ ist. Damit folgt

$$\mathfrak{G} = \frac{S}{1 + \frac{\Re_1}{\Re_2}} = S \frac{1 + \frac{R}{R'} + j \frac{R}{\omega L} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \right]}{\left[1 + \frac{R}{R'} \right]^2 + \left(\frac{R}{\omega L} \right)^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2 \right]^2}$$

worin für $1/L C_{gk} = \omega_r^2$ gesetzt ist.

Aus der letzten Gleichung erhält man

$$R_p = \frac{1}{S} \left\{ 1 + \frac{R}{R'} + \frac{\left[\frac{R}{\omega L} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \right) \right]^2}{1 + \frac{R}{R'}} \right\}; \quad C_p = \frac{S \frac{L}{R} \left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \right]}{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \right]^2 + \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2 \left[1 + \frac{R}{R'} \right]^2}$$

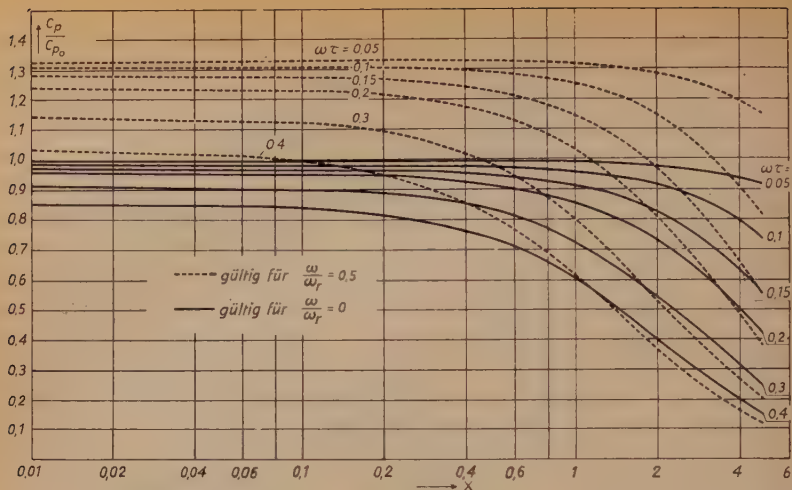


Abb. 4. Die normierte Kapazität C_p/C_{p0} als Funktion von $x = C_{gk}/C$ bzw. R/R' für $\omega/\omega_r = 0$ und 0,5 mit $\omega\tau$ als Parameter

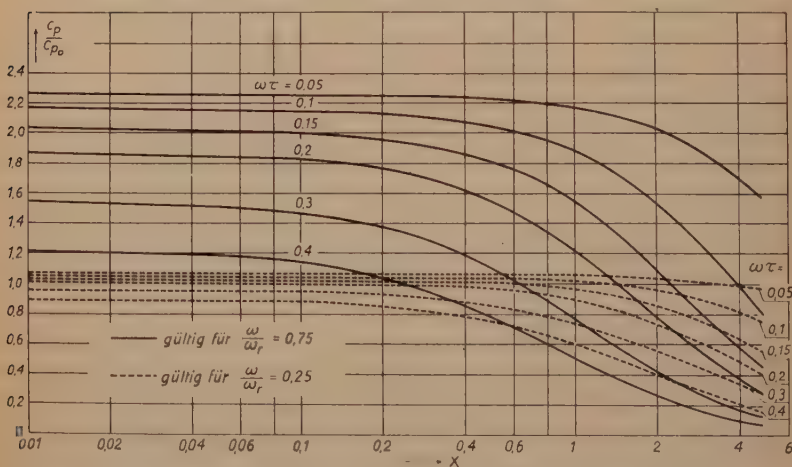


Abb. 5. Die normierte Kapazität C_p/C_{p0} als Funktion von $x = C_{gk}/C$ bzw. R/R' für $\omega/\omega_r = 0,25$ und 0,75 mit $\omega\tau$ als Parameter

Mit den Abkürzungen $R/R' = x$, $L/R = \tau$ und $SL/R = C_{p0}$ ergibt sich

$$SR_p = 1 + x + \frac{\left[\frac{1}{\omega\tau} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \right) \right]^2}{1 + x} \quad \text{und} \quad \frac{C_p}{C_{p0}} = \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2}}{\left[1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \right]^2 + [\omega\tau(1+x)]^2}$$

Abb. 6. Der normierte Widerstand SR_p als Funktion von $x = C_{gk}/C$ bzw. R/R' mit $\omega/\omega_r = 0$ und 0,25 und $\omega\tau$ als Parameter

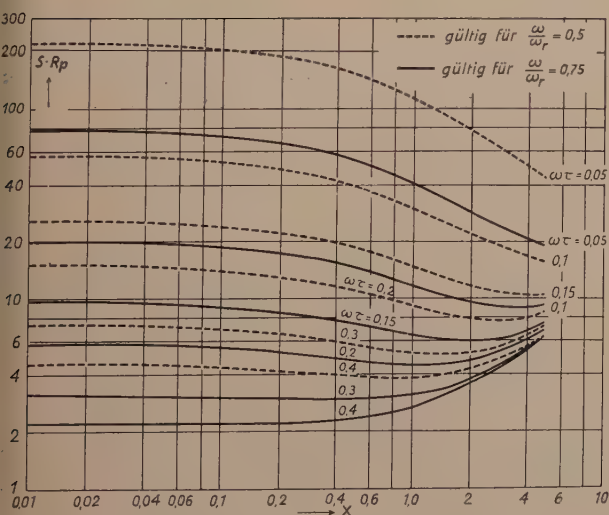
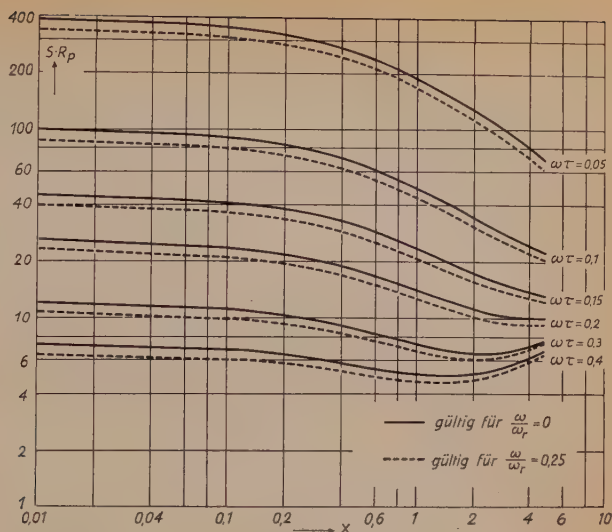


Abb. 7. Der normierte Widerstand SR_p als Funktion von $x = C_{gk}/C$ bzw. R/R' mit $\omega/\omega_r = 0,5$ und 0,75 und $\omega\tau$ als Parameter

In den Abb. 4...7 sind die auftretenden Verhältnisse für $\omega/\omega_r = 0; 0,25; 0,5$ und 0,75 gezeigt. Jedoch ist $\omega/\omega_r = 0$ für Schaltungen mit RL -Spannungsteiler nicht möglich, da dies $\omega_r \rightarrow \infty$ bzw. $L \rightarrow 0$ (Kurzschluß) bedeuten würde.

Aus den Darstellungen nach Abschnitt 2 ist zu erkennen, daß hier für die gleiche wirksame Kapazität die Zeitkonstante τ kleiner gewählt werden kann und außerdem der Wert $x = R/R'$ bei einigermaßen guten Spulen bedeutend kleinere Werte annimmt als bei Schaltungen nach 1.

3. Vergleich der beiden Schaltungen

An Hand eines Beispielles seien die beiden Schaltungen verglichen.

Durch die Reaktanzröhre soll bei einer Frequenz von 10 MHz eine wirksame Kapazität von 16 pF erzeugt werden. Die Steilheit im Arbeitspunkt sei 5 mA/V und die gesamte Gitter-Katodenkapazität 10 pF.

a) C-R-Spannungsteiler

Vorläufig geschätzt wird $C_p/C_{p0} = 0,5$; also $C_{p0} = 32 \text{ pF}$ und $\tau = C_{p0}/S = \frac{32 \cdot 10^{-12}}{5 \cdot 10^{-3}} = 6,4 \cdot 10^{-9} \text{ [s]}$ gebildet durch z. B. $R = 1 \text{ k}\Omega$ und $C = 6,4 \text{ pF}$.

Damit sind $x = 10/6,4 = 1,56$, $\omega\tau = 0,402$.

Aus Abb. 4 ($\omega/\omega_r = 0$) erhält man $C_p/C_{p0} = 0,49$, aus Abb. 6 ($\omega/\omega_r = 0$) erhält man $SR_p = 5$.

Das bedeutet

$$C_p = 0,49 \cdot C_{p0} = 15,7 \text{ pF} \quad R_p = 5/S = 1 \text{ k}\Omega$$

Die Güte dieser scheinbaren Kapazität

$$Q_c = R_p \omega C_p = 10^3 \cdot 62,8 \cdot 10^6 \cdot 15,7 \cdot 10^{-12} \approx 1$$

b) R-L-Spannungsteiler $\omega/\omega_r = 0,5$

$$\omega_r = 2 \cdot 2 \pi \cdot 10 \cdot 10^6 = 125,6 \cdot 10^6 \left[\frac{1}{\text{s}} \right]$$

$$L = \frac{1}{\omega_r^2 C_{gk}} = 6,35 \cdot 10^{-6} \text{ [H]}$$

Schätzt man $C_p/C_{p0} = 1,26$; damit $C_p = 12,7 \text{ pF}$.

$$\tau = \frac{12,7 \cdot 10^{-12}}{5 \cdot 10^{-3}} = 2,54 \cdot 10^{-9} \text{ [s]}$$

$$\omega\tau = 0,159$$

$$R = \frac{L}{\tau} = \frac{6,35 \cdot 10^{-6}}{2,54 \cdot 10^{-9}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

Bei einer Güte von 100 wird $R' = 100 \omega L = 40 \text{ k}\Omega$ und $x = 2,5/40 = 0,0625$.

Aus Abb. 4 und 7 ergibt sich $C_p/C_{p0} = 1,27$, $SR_p = 24$,

folglich

$$C_p = 1,27 \cdot 12,7 = 16,1 \text{ pF}$$

$$R_p = 24/5 \cdot 10^{-3} = 4,8 \text{ k}\Omega$$

$$Q_c = R_p \omega C_p = 4,86$$

Dieses Beispiel zeigt deutlich die Überlegenheit der zweiten Schaltung, deren wirksame Kapazität eine fast 5mal so große Güte aufweist und — wie sich leicht berechnen läßt — ein günstigeres Verhältnis der Gitter- zur Anodenwechselspannung besitzt.

Diese trotz allem recht niedrigen Güten wirken sich jedoch bei praktischen Schaltungen selten voll aus, da die Reaktanzröhre meist zu einer wesentlich größeren Kapazität parallel liegt, wodurch der Einfluß dieser niedrigen Güte entsprechend dem Verhältnis der Kapazitäten verringert wird.

4. Hubkonstanthaltung

Zum Schluß sei noch kurz die Möglichkeit der Hubkonstanthaltung angedeutet. Die gesamte Abstimmkapazität nach Abb. 8 ist $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$, worin C_2 durch die Reaktanzröhre geändert werden kann. Die relative Änderung von C ist dabei

$$\frac{dC}{C} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \frac{dC_2}{C_2}$$

und damit

$$\left| \frac{\Delta f}{f} \right| = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{\Delta C_2}{C_2}$$

An den beiden Bereichsgrenzen gilt hiermit

$$\frac{\Delta f_o}{f_o} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_{1 \min}}{C_{1 \min} + C_2} \cdot \frac{\Delta C_{2 o}}{C_2}$$

$$\frac{\Delta f_u}{f_u} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_{1 \max}}{C_{1 \max} + C_2} \cdot \frac{\Delta C_{2 u}}{C_2}$$

Abb. 8. Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Schwingkreises mit angeschalteter Reaktanzröhre

Soll der Hub an beiden Bereichsgrenzen gleich sein, muß $\Delta f_o = \Delta f_u$ werden. Aus obenstehenden Gleichungen erhält man dann

$$\frac{\Delta C_{2 o}}{\Delta C_{2 u}} = \frac{f_u}{f_o} \cdot \frac{C_{1 \max}}{C_{1 \min}} \cdot \frac{C_{1 \min} + C_2}{C_{1 \max} + C_2}$$

Bezeichnen wir dieses Verhältnis mit A , so ergibt sich — gleiche Durchsteuerung der Reaktanzröhre vorausgesetzt — wegen

$$\frac{\Delta C_{2 o}}{\Delta C_{2 u}} = \frac{\Delta C_{p o}}{\Delta C_{p u}} = \frac{C_{p o}}{C_{p u}}$$

die Bestimmungsgleichung für ω_r zu

$$\frac{\left[1 - \frac{\omega_o^2}{\omega_r^2} \right] \left\{ \left[1 - \frac{\omega_u^2}{\omega_r^2} \right]^2 + [\omega_u \tau (1 + x_u)]^2 \right\}}{\left[1 - \frac{\omega_u^2}{\omega_r^2} \right] \left\{ \left[1 - \frac{\omega_o^2}{\omega_r^2} \right]^2 + [\omega_o \tau (1 + x_o)]^2 \right\}} = A$$

Die Bestimmung von ω_r kann grafisch oder nach einem der bekannten Näherungsverfahren erfolgen.

Bemerkt sei noch, daß diese Betrachtungen voraussetzen, daß die Differenz von $C_{p o}$ und $C_{p u}$ den Wert von C_2 nicht wesentlich beeinflussen, was in den meisten Fällen bei FM-Sendern wegen des verhältnismäßig geringen Bereiches und der losen Ankopplung der Reaktanzröhre gewährleistet ist.

Definitionen der jetzigen elektrischen Einheiten

Die ersten deutschen Mitteilungen über das Ergebnis der Pariser Elektri-ker-tagung von 1928 und den Beschluß des Meterbüros von 1929 sind als eine Rückkehr zu den absoluten Definitionen der praktischen elektrischen Einheiten zu bezeichnen [1, 2]. Diese bilden ein elektromagnetisches System mit den Grundeinheiten Hebdomometer (10^7 Meter = ein Erdquadrant), Urdezimogramm (10^{-11} gr) und Sekunde (HUS- oder QUS-System) [3, 4]. Statt dieser Grundeinheiten pflegt man in Deutschland das Verhältnis der Stromstärkeeinheiten (die CGS-Einheit ist ein Dekampère, Bezeichnung von Lord Kelvin) und der Energieeinheiten (das Joule ist ein Hebdomerg, Bezeichnung von G. Mie) zu denen des Kelvinschen CGS-Systems zu benutzen und mit ihrer Hilfe umzurechnen. Bequemer ist die Verwendung der HUS-Krafteinheit Centidyne. Sie folgt aus der Kenntnis der Grundeinheiten oder aus der Kenntnis der Dimension der Stromstärke = $\sqrt{\text{Kraft}}$. Mit ihr kann man im HUS-System ebenso rechnen wie im CGS-System.

Im Bericht des amerikanischen Kommissionsvorsitzenden war jedoch vermerkt, daß die künftigen Einheiten im Giorgischen MKS (Meter-Kilogramm-Sekunde)-System²⁾ definiert werden sollen. Da hierbei die benachbarten Einheiten, trotz der Änderung der Grundeinheiten, mit den HUS-Einheiten (praktischen Einheiten) übereinstimmen sollen, müssen die Definitionen an einigen Stellen modifiziert werden.

1. Strom

Die absolute Einheit der Stromstärke wird jetzt allgemein unmittelbar mit dem Elektrodynamometer festgelegt. Seine Überlegenheit gegen früher beruht weniger auf den Formen als auf der Eisenfreiheit der Kupferdrähte, die für Kohlrausch noch unerreichbar war [15]. Für den Definitionszweck sind leicht zu berechnende Formen des Instruments notwendig [16]. Gewählt wurde das

¹⁾ Die größere Übersichtlichkeit nicht ganz aufgelöster Dimensionen wurde vom Verfasser seit 1942 [5] hervorgehoben. Man findet sie bei Pohl und Roos [6], besonders in Tab. 4, und in weiteren Beispielen bei Pohl [7]. Die Frage der Grundeinheitenvermehrung läßt sich von strittigen, tieferen Begründungen durch den genannten Gesichtspunkt ablösen. Ferner läßt sich auf diese Weise der Dimensionsaustausch zwischen elektrostatischen und elektromagnetischen Dimensionen rasch erkennen. Es ist

Dimension	elektrostatisch	elektromagnetisch
Länge	Kapazität	Selbstinduktion
Zeit: Geschwindigkeit	Selbstinduktion	Kapazität
Kraft	Spannung	Stromstärke
Geschwindigkeit \times Kraft	Stromstärke	Spannung
Geschwindigkeit	Leitwert	Widerstand

²⁾ Das MKS-System hatte nach Giorgis eigener Mitteilung [8] einen amerikanischen Vorgänger. Nach Campbell [9] war dies F. J. Rogers [10]. Seine Wortwahl Large Dyne war nicht glücklich, weil Großdyne bei Ebert bereits als Übersetzung von Megadyne = 10^6 dyn vorlag. Unabhängig hiervon wurde das System vom Verfasser wiedergefunden [11]. Der von ihm gewählte Name für die Krafteinheit Lakdyne (Lak: indisch = 10^5 , besonders in England bekannt, weil die indischen Finanzen in Lakh Rupees geführt werden) vermeidet Mißdeutung in bezug auf die Hebdomodyne (Sthen) des cm-Dekatonne-Sekunde-Systems oder die Ogdodyne (sthène) des MTS-Systems, das in Frankreich gesetzlich eingeführt ist [12]. Den internationalen Kommissionsbeschluß findet man bei Kennelly [13] und Bodea [14].

Spulendynamometer. Ein Cotton-Weiss-Sèvescher waagerechter „Aufdraht“ (d. h. als Meßstelle dienender Draht) mit anschließenden, senkrechten Zuleitungen hänge an einer Waage mit einem gleichförmigen Spulenfeld, das vom gleichen Strom durchflossen wird. Bei der Demonstration wird man den Aufdraht vor die rechteckige Spulenöffnung hängen, wobei wegen Fehlens einer gleichen vorderen Spule die Kraft halb so groß wie im gleichförmigen Feld wird. Statt der Spulenwicklung kann man einen flächenhaften Strom gleichförmiger Breitendichte in der Mantelfläche der Spule betrachten. Das Wort Breite (quer zur Stromrichtung) ist gewählt, weil man bei Länge an die Stromrichtung denkt. Diese Breitendichte wird in der natürlichen „Elektrodynamik“ (Bezeichnung von G. Mie) als Maß der „Erregung“ $\mathfrak{H}_{\text{nat}}$ des Magnetfeldes in der Spule verwendet. Die Mehrheit der Teilnehmer des Elektriker-Kongresses 1930 in Stockholm [17] hat sich für diese Verwendung eingesetzt³⁾. Die Feldintensität und die Induktion in Luft sind das 4π -fache von $\mathfrak{H}_{\text{nat}}$. Nun ist als elektromagnetische Stromeinheit der Strom gewählt worden, dessen Längeneinheit in einem Felde der Intensität Eins die Kraft Eins erfährt. Um daher das Ampère als HUS-Einheit unmittelbar zu veranschaulichen, betrachte man ein Magnetfeld von sonnenfleckenhähnlichem Ausmaß. Wenn in der Mantelfläche durch die Breite 4π Hebdomometer der Strom i fließt und ein quer durch das Feld gelegter linearer Leiter, der vom Strom i durchflossen wird, je Hebdomometer die Kraft 1 Centidyne erfährt, so beträgt i ein Ampère.

Geht man zum MKS-System über, so ist die Kraft Eins diejenige, welche einem Kilogramm die Beschleunigung 1 Meter je Sekundenquadrat erteilt: das ist eine Lakdyne⁴⁾; sie ist gleich 10^5 dyn oder 10^7 Centidynen. Dabei soll diese Kraft schon auf 1 Meter Leiterlänge zustandekommen. Hierzu ist die 10^{14} -fache Feldintensität nötig. Damit als Erregung bei gleicher Stromstärkeinheit die 10^{14} -fache Intensität definiert wird, wobei die Verkürzung der Längeneinheit aber nur das 10^7 -fache liefert, muß die Beziehung zwischen \mathfrak{B} und $\mathfrak{H}_{\text{nat}}$ verallgemeinert werden — man setzt schon im Vakuum $\mathfrak{B} : \mathfrak{H} = \mu_0$. Dann ist im HUS- und im elektromagnetischen CGS-System $\mu_0 = 4\pi$. Wird im MKS-System $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ gewählt, so ist für die Feldintensität oder Induktion Eins die Erregung $10^7 : 4\pi \approx 8 \cdot 10^5$ je Meter nötig, und die Stromstärkeinheit bleibt ein Ampère.

Ein Ampère ist somit jetzt der Strom, welcher — dem von ihm selbst erregten Spulenfeld von der Breitendichte $\mu_0^{-1} = 10^7 : 4\pi \approx 8 \cdot 10^5$ Windungen je Meter ausgesetzt — auf ein Meter Leiterlänge die Kraft 1 Lakdyne erfährt. Allgemein ist die Kraft P in einem solchen Elektrodynamometer mit Aufdrahtlänge l , Stromstärke i im Draht und in der Mantelbreite b gleich $P = \mu_0 i^2 b^{-1} l$, daher ist die Dimension $[i] = \sqrt{P : \mu_0}$. Man kann statt dessen auch, den neueren absoluten Dynamometern näherkommend, die Kraft betrachten, mit welcher eine lange Spule quer zum Strom zusammengezogen wird. Beim Querschnitt q ist sie $P = \frac{1}{2} \cdot q \mathfrak{B} \mathfrak{H}_{\text{nat}} = \frac{1}{2} \cdot q \mu_0 i^2 b^{-1}$. Der Strom 1 Ampère ist dann derjenige, welcher eine Spule vom Querschnitt 1 m^2 bei der Breitendichte $\mu_0^{-1} = 10 : 4\pi \approx 8 \cdot 10^5$ mit der Kraft von $\frac{1}{2}$ Lakdyne zusammenzieht.

Die Feststellung des Verhältnisses dieser Einheit zur natürlichen ist gleichbedeutend mit der Ermittlung des Verhältnisses der Ladung zur Masse der Ionen, des „Faraday“. Seit Poggendorffs Vorgang⁵⁾ vorzugsweise an

³⁾ Dabei blieb die Frage der 4π -Stellung noch offen. Bei der Tagung in London 1931 wurde sie durch Mehrheitsbeschluß 4 : 3 entschieden [18, 19].

⁴⁾ Jetzt international Newton genannt.

Silberionen ermittelt, die aber bei aller Sorgfalt nicht bis zur Genauigkeitsgrenze rein und ungestört bewegt auftreten, scheint es jetzt besser mit Atomresonanzen meßbar zu sein [20].

2. Spannung

Das Volt ist energetisch in beiden Systemen das Verhältnis des Hebdomoerges (der mechanischen Wattsekunde) zur Ampèresekunde, also im MKS-System die Spannung entlang einem Leiter, in welchem sekundlich ein Hebdomoerg (mechanisches Joule) durch einen Strom von 1 Ampère geleistet wird. Es ist somit

im MKS-System ein $\frac{\text{Sekunde}}{\text{Meter}} \sqrt{\frac{\text{Lakdyn}}{\mu_0^{-1}}}$. Der Zähler wird, wie schon von

Rieß und Favre vorausgenommen, auf dem Umwege über das Wärmeäquivalent mit dem Kalorimeter bestimmt [21]. Die Bestimmung mit einem Elektromotor von bekanntem Wirkungsgrad (Favre [22]) ist nicht genauer.

Metronomisch genauer und prinzipiell tiefer (weil vom Energieprinzip unabhängig und daher zu dessen Begründung beitragend) ist die Voltdefinition mit Hilfe der Selbstinduktion. Im HUS-System ist die Selbstinduktion einer langen Spule bei isoperimetrisch maximalem Querschnitt (Kreis) dritte Proportionale zur Achsenlänge (Mantelbreite) und Drahtlänge. Ihre Einheit ist 1 H (Hebdometer = abs. Henry), also beispielsweise eine Spule von der Achsenlänge 10^{-4} und der Drahtlänge 10^{-2} H, bei einem Querschnitt, dessen lineare Abmessungen klein gegen die Achsenlänge sind. Das Henry ist im HUS-System auch darstellbar als $Vs \cdot A^{-1}$ oder $s\Omega$, also aus Einheiten, die im MKS-System beibehalten werden. Nun ist die obige Definition [23] eine Vereinfachung; genau ist das Henry das $4\pi\mu_0^{-1}$ -fache der dritten Proportionale. Im elektromagnetischen CGS- und im HUS-System ist dieser Faktor Eins und kann weggelassen werden. Im MKS-System ist er unentbehrlich. Die Selbstinduktionseinheit des MKS-Systems ist daher dieselbe wie im HUS-System, weil $4\pi\mu_0^{-1}$ Meter ein Hebdometer sind. Das Volt ist daher $HA s^{-1}$. Die Verwirklichung dieser Voltdefinition geschieht nicht mit zeitlich gleichförmiger, sondern mit harmonischer Stromstärkeänderung, d. h. streng sinusförmigem Wechselstrom von vorgegebener Kreisfrequenz ω . Aus dem Henry wird die Impedanzeinheit ωH der betreffenden Frequenz abgeleitet. Das Volt ist die Spannung, welche in einer Impedanz von ω^{-1} den Strom 1 A erzeugt. Er ist nach Abschnitt 1 auch für Wechselstrom mitdefiniert. Zur Zeit ist diese Definition der natürlichen durch Normalelement überlegen. Die elektronenoptische Geschwindigkeitsanalyse erkennt zwar bei 10^5 Volt wenige, selbst einzelne Volt Unterschied. Aber die Anzahl der Normalelemente, durch welche 10^5 V hergestellt werden, ist bei alten Elementen größer als bei frischen. Das Henry läßt sich genauer und zeitlich beständiger reproduzieren.

3. Widerstand

Das Ohm ist ein induktionsfreier Widerstand, welcher in einem Wechselstromnetz (man wählt die Brückenverzweigung) bei der Kreisfrequenz ω die ohmfreie Impedanz $1/\omega H$ zu ersetzen vermag. 1 Ohm ist gleich $8\pi^2\mu_0^{-1}ms^{-1}$.

Obgleich die Ohmfreiheit einer Impedanz nicht voll hergestellt wird, ist diese Wechselstromdefinition des Ohm die genaueste und darum die primäre. Die Gleichstromdefinition hat jedoch den Vorzug, daß sie auf die Strom-

⁵⁾ In Poggendorfs Annalen und in der Berliner Akademie (Verhandlungen und Abhandlungen) nicht veröffentlicht. Erstmals beschrieben in Wiedemann, Galvanismus I (1861).

abhängigkeit von Widerständen unmittelbar Rücksicht nimmt. In der prinzipiell ausreichenden Lorenz'schen Form beruht sie auf einer geeichten Fremdinduktion M (einem Koeffizienten der wechselseitigen Induktion). Ein Ohm ist hier der Widerstand, dessen Klemmenspannung bei der gewählten Stromstärke gleich ist der Spannung, welche durch 1 Henry Fremdinduktion in einer Sekunde Induktionsdauer ihres durch die gewählte Stromstärke erregten Flusses induziert wird. Das Ohm ist dadurch als 1 Hs^{-1} definiert. Die Verwirklichung geschieht so, daß der zu eichende Widerstand in Reihe mit der Induktionsspule an eine Stromquelle angeschlossen wird, die in beiden die Stromstärke erzeugt, für welche der Widerstand geeicht werden soll. Parallel von ihm führt eine Abzweigung über einen empfindlichen Spannungsmesser mit Vorwiderstand zu einer Faradayschen Scheibe, für welche M im Spulenfeld geometrisch bestimmt ist. Zunächst wird die Spannungsmessung bei ruhender Scheibe vorgenommen. Sie liefert nachher die Kenntnis der benutzten Stromstärke. Dann wird die Scheibe in dem Sinne in Umlauf gesetzt, daß die Klemmenspannung kompensiert wird, wobei zuletzt der Vorwiderstand kurzgeschlossen wird. Die hierbei eingehaltene Umlaufdauer T ergibt den Widerstand $R = MT^{-1}$ in Ohm, wenn M in Henry ausgedrückt ist.

Trotz der Einfachheit der natürlichen Ohmdefinition und der Sorgfalt, mit welcher sie verwirklicht ist, gilt die induktive Wechselstromdefinition derzeit als meßtechnisch überlegen. G. M i e hat auch auf ihre Unabhängigkeit von einer Bezugssubstanz als prinzipiellen Vorzug hingewiesen und damit einen lange Zeit verkannten Grundgedanken von G a u ß und W e b e r wieder anerkannt.

4. Kapazität

Da sowohl die HUS-Definitionen wie die bisher behandelten MKS-Definitionen der Elektrodynamik angehören, muß auch das Farad zunächst elektrodynamisch definiert werden. Die elektrostatische Definition folgt im Abschnitt 5.

Die elektrodynamische Definition beruht auf dem Wechselstromkreis oder dem Schwingungskreis. Ein Farad ist die Kapazität, deren Leitwert in Ω^{-1} (englisch MHO) der verwendeten Kreisfrequenz ω gleich ist. Es ist auch die Kapazität, deren quasielastische Nachgiebigkeit einem Schwingungskreis hinter der Selbstinduktion 1 H die quadrierte Kreisfrequenz Eins (d. h. die Frequenz $\frac{1}{2} \pi \text{ Hz}$) verleiht. Diese Definition stimmt mit der HUS-Definition überein. Daher ist F in beiden Systemen 1 Sekunde²/Henry. Im HUS-System führt dies auch auf die Grundeinheit zurück. Im MKS-System wird daraus

$$1 \text{ s}^2/4 \pi \mu_0^{-1} \text{ m, folglich } T = 2 \pi \sqrt{1 \text{ F} \cdot 1 \text{ H}} = 2 \pi \text{ s.}$$

5. Fluß

Die in Abschnitt 1 betrachtete Definition des Ampère ist die Bildung einer Liniensumme des Gefälles (Gradienten) der magnetischen Spannung; die Einheit der magnetischen Spannung ist daher die Ampèrewindung oder der Ampèredraht, ihr Gefälle die magnetische Erregung $\mathfrak{H}_{\text{nat}}$ mit der Einheit Ampère je Meter, die Feldintensität oder Induktion $\mathfrak{B} = \mu_0 \mathfrak{H}_{\text{nat}}$. Das duale Gegenstück ist die Definition des Volt in Abschnitt 2. Die elektrische Spannung in Volt ist die Liniensumme des Gefälles der Spannung, genannt elektrische Feldstärke \mathfrak{E} ; daher ist ihre Einheit im MKS-System Volt je Meter. Die zugeordnete Flußdichte $\mathfrak{D} \approx \varepsilon_0 \mathfrak{E}$ ist einstweilen daraus zu ermitteln, daß die Maxwell'sche Theorie aus der Differentialform dieser beiden Zusammenhänge die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Felder im Vakuum $c = 1/\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ gewinnt.

Demnach ist

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{c^2 \mu_0} = \frac{10^7}{4 \pi \cdot c^2}.$$

Damit die so definierte elektrische Feldstärke und Flußdichte die elektrostatischen Gesetze mit den definierten Einheiten der Ladung, Spannung und Kapazität erfüllen, muß formuliert werden (übliche Buchstaben, $c \approx 3 \cdot 10^{10}$ Meter je Sekunde): Elektrische Feldstärke einer Punktladung

$$\mathfrak{E} = \frac{e}{4 \pi \varepsilon_0 r^2} \frac{[\text{Cb}]}{[\text{m}]}$$

In der Tat folgt daraus die Kraft von einem punktförmigen Coulomb auf ein zweites in 1 Meter Entfernung $c^2/10^7 = 9 \cdot 10^9$ Lakdyn, übereinstimmend mit dem Ergebnis $9 \cdot 10^{14}$ dyn im elektrostatischen System.

Die Kapazität eines engen Plattenkondensators mit einer Oberfläche O und dem Abstand d ist

$$\begin{aligned} C &= \frac{e}{U} \frac{[\text{Cb}]}{[\text{V}]} = \frac{O \cdot \mathfrak{D}}{\mathfrak{E} \cdot d} = \frac{O \varepsilon_0}{d} = \frac{O [\text{m}^2] \cdot 10^7}{4 \pi \cdot d \cdot c^2} \quad [\text{F}] \\ &= \frac{O [\text{m}]}{4 \pi d \cdot 9 \cdot 10^9} \quad \text{oder} \quad \frac{O [\text{cm}]}{4 \pi d \cdot 9 \cdot 10^{11}} \quad [\text{F}] \end{aligned}$$

in Übereinstimmung mit dem Ergebnis im elektrostatischen CGS-System. Das Farad erfüllt somit die elektrostatische Definition Coulomb je Volt.

Diese Gleichung kann benutzt werden, um ε_0 unabhängig von seinem Zusammenhang mit μ_0 elektrodynamisch zu ermitteln. Der kapazitive Leitwert ωC eines geometrisch genau bekannten engen Plattenkondensators wird mit dem einer Selbstinduktion in einer Brückenverzweigung bei bekanntem ω verglichen. Aus $\varepsilon_0 = \frac{Cd}{O}$ folgt alsdann ein elektrodynamisch gefundener Wert

$$\text{von } c = \sqrt{\frac{4 \pi \cdot \varepsilon_0}{10^7}}$$

Das absolute MKS-System ist somit ein System mit den drei in seinem Namen enthaltenen Grundeinheiten, einer rationell definierten absoluten Permeabilität μ_0 des Vakuums, welche die Übereinstimmung der meisten Einheiten mit den sogenannten praktischen, d. h. HUS-Einheiten, vermittelt und einer empirisch ermittelten Dielektrizitätskonstanten ε_0 des Vakuums, deren Zusammenhang mit der Lichtgeschwindigkeit c und mit μ_0 so formuliert ist, daß eine rationelle Elektrostatik ohne Mitführung von c herauskommt.

Die Magnetostatik des MKS-Systems befindet sich in einem Übergangszustand. Man betrachtet statt eines Magnetpols das Ende einer langen Spule vom Querschnitt $q \ll 1$ und der Erregung $\mathfrak{S} = \frac{1}{\mu \cdot 9} \frac{[\text{A}]}{[\text{m}]}$, welche den Fluß $Lq = 1$ Vs

(summarisch aus verdoppelter Endfläche wegen der Halbierung von $\mathfrak{B}_{\text{Ende}}$ gegen $\mathfrak{B}_{\text{Mitte}}$) ausschickt. Pohl identifiziert diesen Fluß mit der Polstärke m ; die betrachtete Spule ersetzt dann einen MKS-Einheitspol. In einem Meter Abstand ist

$$\mathfrak{B} = \frac{1}{4 \pi} \frac{[\text{Vs}]}{[\text{m}]} \quad \text{so, als ob dort die Erregung } \mathfrak{S}_{\text{nat}} = \frac{1}{4 \pi \mu_0} \frac{[\text{A}]}{[\text{m}]} \quad \text{vorhanden wäre.}$$

Herrscht nun dort ein zweiter gleicher Einheitspolfluß $\mathfrak{B}q$, so ist die entstehende Kraft $\mathfrak{B}q\mathfrak{H} = \frac{1}{4\pi\mu_0} = 10^{12} (4\pi)^{-2}$ dyn bei 100 cm Entfernung. Das Coulombsche Gesetz

$$P = \frac{m^2}{4\pi\mu_0 r^2}$$

ist erfüllt. Der MKS-Pol von 1 Vs entspricht einem CGS-Pol von $10^8 : 4\pi$ oder $10\mu_0^{-1}$ Giorgi. Dabei ist der Fluß $\mathfrak{B}q$ als Quantität, \mathfrak{H} wie bei Maxwell als Feldstärke behandelt.

Sommerfeld neigt jedoch dazu, \mathfrak{B} als Feldstärke anzusehen, und Westphal hat diesen Tausch auch in der Bezeichnung durchgeführt. Er beruht hauptsächlich auf der relativistischen Zusammenfassung der Feldvektoren. Dann werden dem Spulenende bei der Erregung 1 A/m q Polstärkeeinheiten zugeschrieben. Sie liefern die Induktion oder Feldintensität μ_0 ; im Abstand 1 Meter von der kleinen Endfläche 1 ist $\mathfrak{B} = \mu_0/4\pi$. Dort befindet sich ein zweiter gleicher Pol von q Einheiten, erregt als (man kann jetzt nicht sagen durch) $\mathfrak{H} = 1$. Er erfährt die Kraft $\mathfrak{B}\mathfrak{H}q = q^2\mu_0 : 4\pi$. Dies entspricht dem Coulombschen Gesetz für zwei Pole von der Stärke q , wenn es geschrieben wird

$$P = \frac{q^2}{4\pi\mu_0^{-1} r^2} \text{ Lakdynen,}$$

wie von Sommerfeld als eigentlich wünschenswert betrachtet.

Der Westphalsche Einheitspol 1 Meterampère entspricht 10 CGS. Sein dekadische Verhältnis zur CGS-Einheit erleichtert die Anwendung des MKS-Systems auf Magnetometrie.

Nach J. Fischer „Zur Bestimmung der magnetischen Polstärke“ [24] ist die Pohlsche Definition der Polstärke von der Permeabilität der Umgebung mitbestimmt, während die Westphalsche von der Umgebung unabhängig und dem Magneten inhärent ist. Das Verhältnis beider ist nur bei gestreckten Stäben Eins zu $\mu\mu_0$, bei gedrunghenen Gestalten größer.

Schrifttum

- [1] v. Steinwehr: Z. Instrumentenkunde, Bd. 50 (1930), S. 28.
- [2] Westphal: Lehrb. d. Physik, 12. Auflage, S. 263.
- [3] Maxwell: Treatise Art. 629.
- [4] Clausius: Phil. Mag. (5) 13 (1882), S. 396.
- [5] H. Hermann: Ubl. M.N. 38, 301.
- [6] Pohl und Roos: Das internationale elektrische Maßsystem. Dieterich, Göttingen 1932.
- [7] Pohl: Zur Darstellung der Elektrizitätslehre. Muster-Schmidt, Göttingen 1950.
- [8] Giorgi: Pogg. Biogr.-Lit. Handwörterbuch.
- [9] Campbell: Nat. Res. Council Bull., Bd. 93 (1933).
- [10] F. J. Rogers: Phys. Rev. Bd. 11 (1900), S. 115.
- [11] Phys. Z., Bd. 29 (1927), S. 623.
- [12] ETZ Bd. 49 (1928), S. 1545.
- [13] Kennelly: Proc. Nat. Academy Washington, B. 21 (1935), S. 579.
- [14] Bodea: Das Kalantoroff-Giorgische Maßsystem. Oldenbourg, München-Berlin 1943, S. 102.
- [15] Exners Rep. d. Physik, Bd. 20 (1886), S. 261.
- [16] Z. Instrumentenkunde, Bd. 43 (1923), S. 351.
- [17] ETZ, Bd. 51 (1930), S. 1418.
- [18] ETZ, Bd. 54 (1933), S. 495.
- [19] Phys. Ber., Bd. 15 (1934), S. 134.
- [20] Phys. Bl. 5 (1949), S. 230. (Ref. aus Phys. Rev., Bd. 76 (1949), S. 1887.
- [21] CR, Bd. 45/46 (1857/58).
- [22] Edelmann: ETZ, B. 12 (1891), S. 98.
- [23] H. Hermann: Prakt. Schulphysik, Bd. 27 (1950), S. 59.
- [24] Ann. d. Physik, (5) 8 (1950), S. 59.

Staatssekretär a. D. Dr.-Ing. e. h. Hans Bredow 75 Jahre

Am 26. November dieses Jahres vollendete Staatssekretär a. D. Dr. Hans Bredow das 75. Lebensjahr. 1904 trat er in die *Telefunken-Gesellschaft* ein und widmete sich mit Feuereifer dem internationalen Ausbau des Deutschen Funkwesens. Er setzte 1906 den Bau der großen Versuchsstation für Fernverkehr in Nauen durch, die 1919 die stärkste Station der Welt war und den Mittelpunkt des Deutschen Weltfunks bildete. Zusammen mit Graf Arco gelang es ihm, die Entwicklung der Deutschen Funktelegrafie zu ihrer Bedeutung in der Welt zu bringen.

Ab 1919, in seiner Tätigkeit als Staatssekretär im Reichspostministerium, hat der Jubilar zunächst die bedrohliche Lage im Gebiet des Funkwesens beseitigt, indem er die damals nach Kriegsende von manchen Kreisen befürwortete administrative Trennung der Funkentelegrafie von den übrigen technischen Nachrichtsmitteln der Reichspost verhinderte. In der Funkabteilung wurde der innere und äußere Funkverkehr von ihm wieder aufgebaut; auch ein Presse- und Wirtschaftsfunk wurde ins Leben gerufen, als Vorläufer für den allgemeinen Rundfunk.

Bredows bedeutendste Leistung ist die Einführung des Rundfunks in Deutschland, die zu Beginn der Zwanzigerjahre ein Wagnis war. Der von Bredow bereits im ersten Weltkriege gefaßte Gedanke eines deutschen Rundfunks schien zunächst undurchführbar zu sein, da die Spitzen der Reichspostverwaltung dagegen außerordentliche technische und finanzielle Bedenken vorbrachten. Diese wurden noch vermehrt, als am 16. November 1919 der Jubilar einen Experimentalvortrag in der Berliner Urania vor den Spitzen der maßgeblichen Behörden hielt und den Plan eines öffentlichen Rundfunks zur Belehrung und Unterhaltung ankündigte. Doch bereits 1920 konnte ein Lichtbogensender in Königswusterhausen, der Hauptfunkstelle der Reichspost, sehr gute Rundfunkdarbietungen ausstrahlen, die nicht nur in Deutschland, sondern auch im Auslande schon einwandfrei zu empfangen waren.

Für die allgemeine Einführung des Rundfunks waren zunächst im Haushalt der Reichspost keine Mittel frei. So übernahm Bredow auf eigene Verantwortung den Bau des ersten Berliner Senders und beauftragte das Telegraphentechnische Reichsamt, aus früherem Funkmaterial des Heeres und der Marine zwei Sender für Rundfunkversuche zusammenzustellen, ohne daß dabei besondere Kosten entstehen sollten. Dieser Berliner Sender nahm vom Oktober 1923 ab seine Ausstrahlungen auf, und die Deutsche Reichspost entschloß sich, anschließend ein über ganz Deutschland sich erstreckendes Sendernetz auszubauen. Für die Durchführung der Aufgaben rief der Jubilar 1925 die Reichsrundfunkgesellschaft ins Leben. Bredow selbst übernahm 1926 den Vorsitz des Verwaltungsrates der RRG. Unter seiner Leitung setzte eine stürmische Entwicklung des Rundfunks zum allerwichtigsten Kulturinstrument und Mittler von Nachrichten ein. Dazu gehört auch die Einführung eines Kurzwellen-Rundfunks für Übersee. Auch das Fernsehen stand nach den ersten Entwicklungsjahren des Rundfunks auf dem Programm und wurde von Bredow weitgehend unterstützt.

1933 beantragte Bredow seine Abberufung. In der Nachkriegszeit wurde er 1945 zunächst Regierungspräsident in Wiesbaden. Wegen Erkrankung zurückgetreten, wirkte er beim Wiederaufbau der Eisen- und Stahlindustrie in Hessen besonders mit. In der Rundfunkarbeit legte er 1947 den Landessendern einen neuen Entwurf für die gesetzliche Regelung vor. Auch ein Vorschlag für die Bildung einer Arbeitsgemeinschaft der zukünftigen Rundfunkorganisationen ging von ihm aus. Von 1949—1951 wurde er Vorsitzender des Verwaltungsrates des Hessischen Rundfunks in Frankfurt. Nach Niederlegung dieses Amtes beschäftigte er sich wieder mit allgemeinen Rundfunkproblemen. Wohl selten ist es einem Mann vergönnt gewesen, für die Allgemeinheit ein neues technisches Gebiet — wie es die Funktelegraphie, der Rundfunk und das Fernsehen ist — so zu erschließen, wie es ihm gelungen ist. Seine Freunde und Mitarbeiter, die am jetzigen Geburtstage besonders herzlich seiner gedenken, wissen ihm besonderen Dank und wünschen, daß er die Weiterentwicklung des Funk- und Fernsehens bei guter körperlicher Gesundheit noch viele Jahre miterleben möge.

Gustav Leithäuser

Verbesserungen in der Musikwiedergabe

(Bericht von der Tonmeistertagung in Detmold 1954, Fortsetzung und Schluß aus H. 11, S. 604)

Akustische Raffung und Dehnung

Auf dem Gebiet der elektroakustischen Speichertechnik besteht das dringende Verlangen nach einem Verfahren der Zeitraffung und -dehnung von Sprache und Musik, ohne daß dabei Tonhöhe und Klangfarbe verändert werden. Dipl.-Ing. A. M. Springer hatte bereits vor Jahren ein Gerät entwickelt, das unter Einhaltung einer konstanten Relativgeschwindigkeit bei der Abtastung des Magnetbandes Dehnung und Raffung erlaubte. Nunmehr konnte er eine Neukonstruktion demonstrieren, die als Zusatz zur „T9“-Tonbandmaschine vielfache praktische Verwendungsmöglichkeiten hat.

Zum Antrieb dient ein Spezialmotor, der in beiden Teilen, als Rotor und Stator, drehbar gelagert ist. Der eine Teil des Motors, der Rotor, übernimmt die Fortbewegung des Tonträgers, stellt also die Tonwalze dar. Der zweite Teil des Motors, der Stator, ist mit dem drehbar gelagerten Hörsystem verbunden. Die Durchmesser und Übersetzungen sind so gewählt, daß die Summe der Umfangsgeschwindigkeiten von Tonwalze und Hörsystem immer eine konstante Relativgeschwindigkeit ergibt. Der Tonträger wird über einen Winkel von etwa 90° um das vierteilige Hörsystem geführt, so daß stets nur ein Hörsystem die Modulationsspur abtastet. Für die Dimensionierung des Hörsystems ist maßgebend, daß der Abstand zweier benachbarter Hörsystemspalte kleiner als der kürzeste Laut in der Sprache oder der kürzeste Ton eines Musikstückes sein muß. Bei der Tondehnung werden nun einzelne Abschnitte auf dem Tonträger von der Länge des Hörsystemabstandes wiederholt abgegriffen. Bei mehr als zweifacher Dehnung rückt die Wiederholung der abzutastenden Tonspurstücke sukzessiv weiter, so daß nicht das gleiche Tonspurstück zur Wiederholung herangezogen wird. Bei der Raffung werden Tonspurabschnitte ausgelassen, welche ebenfalls die Länge des Hörsystemabstandes haben.

Bei exakt symmetrischem Aufbau des vierteiligen Hörsystems ist eine Abschirmung mit Mu-Metall weder möglich noch nötig, denn bei richtiger Anordnung der Wicklungen heben sich homogene Störfelder vollkommen auf. Die vier Hörsysteme sind elektrisch hintereinandergeschaltet, die Ausgänge führen an zwei unterhalb der Hörsysteme befindliche Schleifringe. Während beim früheren Gerät der Dehnungs- bzw. Raffungsgrad durch Drehen einer Handkurbel erreicht wird, hat das verbesserte Gerät einen Hilfsmotor, der eine einstellbare Dehnung oder Raffung über ein stufenloses Getriebe gestattet. Dabei ist die Hörsystemgeschwindigkeit in beiden Richtungen etwa zwischen -200 über 0 bis $+800$ U/min stetig regelbar. Änderungen der Dehnung und Raffung haben keinen Einfluß auf die Lautstärke, da die Relativgeschwindigkeit konstant bleibt. Der mögliche Grad der

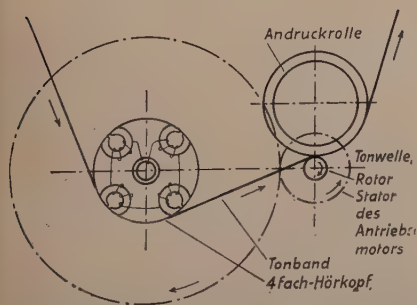


Abb. 1. Antriebsschema für das Zusatzbandgerät

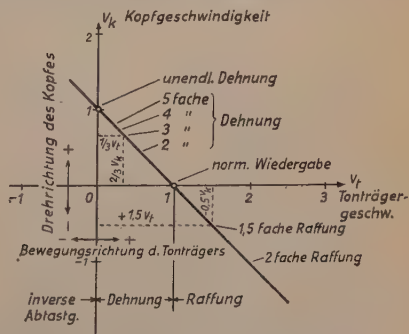


Abb. 2. Das Geschwindigkeitsdiagramm ($v_t + v_k = v_r$)

Raffung oder Dehnung hängt vom Inhalt der Aufnahme ab. Während Klaviermusik auf etwa 120 % der Normalspieldauer gedehnt und auf 70 % gerafft werden darf, lassen sich Tanz- oder Blasmusik in wesentlich weiteren Grenzen verändern, ohne daß eine Qualitätseinbuße merklich wird. Auch Sprache kann auf etwa 200 % gedehnt und bis auf 25 % gerafft werden.

Der prinzipielle Aufbau des Gerätes geht aus Abb. 1 hervor. In Abb. 2 ist das Diagramm für eine konstante Relativgeschwindigkeit in Abhängigkeit von der Tonwalzen- und Kopfgeschwindigkeit dargestellt. Das Gerät ist als Zusatzeinrichtung für die „T 9“ vorgesehen. Auf einer in Prozenten geeichten Skala wird der gewünschte Grad der Dehnung oder Raffung mit Hilfe eines Drehknopfes eingestellt. Neben der Verwendung zur Wiedergabe von Aufnahmen innerhalb einer vorgegebenen Zeitspanne, Synchronisierung von Tonfilmen und Fernsehaufnahmen bestehen weitere Anwendungsmöglichkeiten für die Dehnung in phonetischen Untersuchungen, Klanganalysen, Dolmetscheranlagen, Diktieranlagen u. dgl. und für die Raffung zur mehrfachen Kanalausnutzung bei Nachrichtenübermittlungen usw. in der Erzeugung besonderer Toneffekte für Hörspiele.

Güteberechnung von Mikrofon und Lautsprecher

Wodurch wird die Qualität der heutigen elektroakustischen Sender und Empfänger begrenzt? Darüber berichtete Dr. F. Spandöck, Karlsruhe. Lautsprecher haben etwa 5 %, Mikrofone etwa 20 % Wirkungsgrad. Um die Frage zu beantworten, wie man diese Werte steigern kann, wurden Formeln aufgestellt, die für alle Arten von Wandlern gelten. Bei elektroakustischen Energiewandlern tritt die Energie in elektrischer, mechanischer und akustischer Form auf. Man kann daher den Übertragungsfaktor B als Funktion dreier Größen M , W und K folgendermaßen schreiben: $B = MK \cdot 1/W$.

Der Übertragungsfaktor B eines Wandlers ist also um so größer, je größer der elektro-mechanische Kopplungsfaktor M (Vorpolarisation), je größer die mechanische Nachgiebigkeit $1/W$ des Systems und je größer die mechanoakustische Kopplungsfunktion K (strahlende Membranfläche S) sind.

M ist z. B. für das dynamische System gleich der magnetischen Induktion B mal der Leitlänge l , für das magnetische System gleich der Windungszahl n mal dem magnetischen Fluß Φ dividiert durch den äquivalenten Luftspalt $a + l\epsilon/\mu$, für das Kondensatorsystem gleich der elektrischen Feldstärke E dividiert durch die Kreisfrequenz ω . Der mechanische Widerstand W des Wandlers ist gleich Kraft F dividiert durch die Schnelle v . Er setzt sich aus dem Widerstand des Systems und der Strahlungsimpedanz zusammen.

Die mechanoakustische Kopplungsfunktion K ist für den Sender eine andere als für den Empfänger; jedoch bestehen zwischen beiden Gesetzmäßigkeiten sowohl in der Druckkammer wie im freien Schallfeld.

Die mechanoakustische Kopplungsfunktion K ist in der folgenden Tabelle für die vier verschiedenen Möglichkeiten angegeben.

	Empfänger K_e	Sender K_s	Gesetz des
Druckkammer	S	$S \frac{\kappa p_0}{V \omega}$	Höhenempfanges
Freies Feld	αS	$\alpha S \frac{q \omega}{4 \kappa r}$	Tiefenempfanges

Dabei ist S die äquivalente Membranfläche, q die Luftdichte, r der Meßabstand, V das Kammervolumen, p_0 der Atmosphärendruck, $\kappa = \frac{c_p}{c_v}$ das Verhältnis der spezifischen Wärmen, ω die Kreisfrequenz und α der Koeffizient der Schalldruckstauung und Vorresonanz.

Im folgenden seien Beispiele für den Übertragungsfaktor B für einige gebräuchliche Wandler bei 500 Hz angegeben (s = Steifigkeit, m = Masse und R_0 = Membranradius).

Wandler	M	\times	$\frac{1}{W}$	\times	K	$=$	B
Kondensator-Mikrofon	$U = 100 \text{ V}$ $a = 14 \mu$ $E = \frac{U}{a} = \frac{7 \cdot 10^4 \text{ V}}{\text{cm}}$ $M = \frac{E}{\omega}$		$s = 100 \frac{\text{kgr}}{\text{cm}}$ $W = \frac{s}{\omega}$ $W = 3 \cdot 10^4 \text{ mech. } \Omega$		$S = 3 \text{ cm}^2$ $a \sim 1$ $K_e = a S$		
	$23 \frac{\text{Vs}}{\text{cm}}$	\times	$3,1 \cdot 10^{-5} \frac{\text{cm}}{\text{dyn s}}$	\times	3 cm^2		$= 2,2 \frac{\text{mV}}{\mu \text{ bar}}$
Dynamisches Mikrofon	$B = 10\,000 \text{ Gau\ss}$ $l = 1000 \text{ cm}$ $M = B l$		$r = m \omega_2$ $\omega_2 = 2 \pi \cdot 5000$ $m = 0,13 \text{ g}$ $W = r$ $W = 4000 \text{ mech } \Omega$		$S = 6 \text{ cm}^2$ $a \sim 1$ $K_e = a S$		
	$1 \cdot 10^{-1} \frac{\text{Vs}}{\text{cm}}$	\times	$2,5 \cdot 10^{-4} \frac{\text{cm}}{\text{dyn s}}$	\times	6 cm^2		$= 0,15 \frac{\text{mV}}{\mu \text{ bar}}$
Dynamischer Lautsprecher	$B = 10\,000 \text{ Gau\ss}$ $l = 900 \text{ cm}$ $M = B l$		$m = 4 \text{ g}$ $W = m \omega$ $W = 1,3 \cdot 10^4 \text{ mech } \Omega$		$R_0 = 8 \text{ cm}$ $a \sim 2$ $r = 100 \text{ cm}$ $K_s = a S \frac{\varrho \omega}{4 \pi r}$		
	$9 \cdot 10^5 \frac{\text{dyn}}{\text{A}}$	\times	$8 \cdot 10^{-5} \frac{\text{cm}}{\text{dyn s}}$	\times	$12 \frac{\text{dyn s}}{\text{cm}^3}$		$= 86 \frac{\mu \text{ bar}}{\text{A}}$

Bei elektrischem Abschluß des Wandlers tritt noch eine Rückwirkung auf, und es ergeben sich die Betriebsübertragungsfaktoren für den

Sender

und für den Empfänger

$$E_{Bs} = M \frac{1}{W R_w + M^2} K_s \quad B_{Be} = M \frac{R_a}{W (R_a + R_w) + M^2} K_e,$$

worin R_w = Wandlerwiderstand und R_a = Außenwiderstand bedeuten.

Die Steigerung von M ist begrenzt durch das Anklatschen, die magnetische Sättigung bzw. den elektrischen Durchschlag und die Rückwirkung der Schaltung, die den Betriebsübertragungsfaktor bei großem M wieder verkleinert, weil dann der Empfänger zu schallhart wird und der Sender zu großen elektrischen Widerstand bekommt. Der Widerstand W läßt sich nicht beliebig verkleinern, da aus Stabilitäts- und Strahlungsgründen gewisse Massen notwendig sind.

Die mechanoakustische Kopplungsfunktion K schließlich läßt sich auch nicht zu stark vergrößern, da bei großer Fläche die Membran unterteilt schwingt. Hinzu kommt noch, daß bei Vergrößerung von K , d. h. der Membranfläche S , die Masse und damit auch der Widerstand W zunehmen. Es gibt daher nur ein flaches Optimum für den Wandlerwirkungsgrad.

Eine wesentliche Gütesteigerung bei gleichem Aufwand ist nach den jetzigen Prinzipien nur durch Weiterentwicklung der magnetischen, piezoelektrischen und mechanischen Werkstoffeigenschaften zu erwarten.

Stereofonie im Film

Der Erfolg des CinemaScope-Films hat die deutsche Filmwirtschaft veranlaßt, Aufnahme- und Wiedergabe-Einrichtungen für das Vierkanal-Verfahren zu schaffen, das aus drei Mikrofonen bzw. Lautsprechern für den Stereoeffekt und einem vierten Kanal für besondere Töneffekte besteht. H. Friess, Karlsruhe, berichtete über die Entwicklung von Zusatzgeräten, die an normalen Projektoren mit Lichttongeräten angebracht werden, bestehend aus einem Vierspur-Magnetkopf, der auf die Normen des gewöhnlichen 36-mm-Films eingerichtet ist. Für die Studioausrüstung der Stereo-Aufnahme ist ein Universal-Misch- und Regelpult entwickelt worden (siehe auch S. 622—630 dieses Heftes).

Der Stimmton in der Musikpraxis

Das Problem der Stimmtonfestsetzung, über das Dr. H. J. v. Braunmühl, Baden-Baden, berichtete, hat in neuerer Zeit zu einer deutschen Norm von 440 Hz für den Kammerton „a“ geführt, die auf der internationalen Empfehlung der Stimmtonkonferenz in London, Mai 1939, beruht. Leider ist diese neue Festsetzung in der Praxis wenig beachtet worden. Deshalb wurde die Frage im vorigen Jahr in internationalem Rahmen erneut aufgenommen. Auf der Tagung der IOS, TC 43 in London, Oktober 1953, einigte man sich auf eine der Festsetzung von 1939 sehr ähnlichen Empfehlung mit der Frequenz 440 Hz.

Um ein Bild über die Verhältnisse in der deutschen Musikpraxis zu gewinnen, wurde von der *Phys.-Techn. Bundesanstalt* in Braunschweig im Herbst 1953 eine Umfrage an zahlreiche Orchesterleiter des Bundesgebietes gerichtet. Aus den Antworten der an der Stimmtonfrage interessierten musikalischen Experten ergibt sich, daß einer immer weiter ansteigenden Stimmtonfrequenz Einhalt geboten werden muß.

Außerdem stellte Reg.-Rat. Dr. W. Lottermoser (*Phys.-Techn. Bundesanstalt*) neuerliche Messungen über die Stimmtonhöhe während der Musikausübung und die dabei auftretenden Schwankungen — insbesondere infolge des Vibrato — an. Hierbei wurden beträchtliche Abweichungen von der gewählten Stimmtonfrequenz festgestellt, die jedoch vermutlich künstlerisch bedingt sind. Besonderes Interesse verdient ein speziell angelegtes Experiment, bei dem ein Orchester möglichst genau nach einem elektro-akustischen Stimmtongeber mit 440 Hz einstimmte. Die Messungen des Kammertons der einzelnen Instrumentengruppen erfolgten dann unmittelbar nach dem Einstimmen, während eines Musikstückes und nach Beendigung des Musikstückes. Sogar unmittelbar nach dem Einstimmen zeigten verschiedene Instrumente, und zwar auch die Streicher, konstante oder schwankende Abweichungen von 2 ... 3 Hz von der Stimmtonfrequenz; während des Musizierens waren die Abweichungen, wie zu erwarten, noch erheblich größer.

Aus den berichteten Untersuchungen ist zu schließen, daß die Festlegung einer genormten Stimmtonfrequenz für das Einstimmen der Instrumente keine Nachteile mit sich bringen kann, so daß die aus Gründen des „Naturschutzes der Stimme“ wie auch aus schwerwiegenden wirtschaftlichen Überlegungen ratsame Einführung eines Normstimmtones bedenkenlos durchgeführt werden kann. Hiermit wird der eigentlichen Musizierstimmung während des Spielens, die durchaus von der Normstimmung abweichen kann, keinerlei Beschränkung auferlegt.

TAGUNGSHINWEIS

Die *Deutsche Gesellschaft für Photographie* gibt schon jetzt bekannt, daß sie beabsichtigt, in der Zeit vom 3.—6. September 1956 in Köln eine Internationale Konferenz für Wissenschaftliche Photographie abzuhalten.

Die Konferenz soll folgende Gruppen umfassen:

Der photographische Primärprozeß und seine Sensibilisierung,
Verarbeitung photographischer Schichten,
Eigenschaften photographischer Schichten,
Lichttechnik und Optik.

Die Konferenzsprachen sind Deutsch, Englisch und Französisch.

Jeder, der an der Konferenz interessiert ist, wird gebeten, seine Anschrift an die Deutsche Gesellschaft für Photographie, Köln, Hohenstaufenring 48/54, mitzuteilen.

VDE-JAHRESVERSAMMLUNG 1954

Die Jahresversammlung 1954 des VDE fand vom 20. bis 25. September in Hamburg statt. Aus der großen Reihe der Fest- und Fachvorträge und der Übersichtsberichte bringt FUNK UND TON die nachstehenden Autorenreferate.

Prof. W. T. Runge, Funkortung in der Schifffahrt

Die zur Funkortung in der Schifffahrt verwendeten Verfahren lassen sich in drei Gruppen einteilen: Bei der ersten Gruppe wird die Richtung der sich vom Sender zum Empfänger ausbreitenden Welle bestimmt. Daraus ergibt sich der durch Sender und Empfänger gehende Großkreis als Standlinie für den Schiffsort.

Die zweite Gruppe bestimmt die Entfernungsdifferenz von zwei weit auseinanderliegenden synchron arbeitenden Sendern. Daraus ergibt sich eine sphärische Hyperbel als Standlinie für den Schiffsort.

Als dritte Gruppe wird die Radartechnik betrachtet. Sie liefert in Sichtweite Richtung und Entfernung eines Zieles und stellt diese Werte in Polarkoordinaten dar.

Der als häufigster Vertreter der ersten Gruppe benutzte Rahmenpeiler ist ein kleines, einfaches und weit verbreitetes Gerät. Seine wesentliche Anwendungsgrenze wird durch den Nachteffekt gebildet. Die nachts mit beliebiger Polarisierung aus der Ionosphäre zurückgeworfenen Wellen rufen polarisationsabhängige und daher nur statistisch erfaßbare Peilfehler hervor, die die zuverlässige Peilreichweite des Rahmenpeilers bei Nacht über See auf etwa 50 Seemeilen begrenzen.

Die Gegenmaßnahme bei Nachteffekt ist der Adcock-Peiler, dessen Antennensystem nur auf die Vertikalkomponente des Strahlenfeldes anspricht. Er ist jedoch nur an Land verwendbar, da in der Nähe befindliche Horizontalleiter, wie sie bei Aufstellung auf Schiffen unvermeidlich sind, das Adcock-Verfahren undurchführbar machen.

Mit an Land aufgestellten Adcock-Peilern und ihrer Umkehrung, der Drehbake, erhält man in der Tat nachteffektfreie Peilanlagen mit Peilreichweiten bis zu etwa 1000 Seemeilen.

Der absolute Fehler bei der Standortbestimmung wächst bei konstanter Winkelgenauigkeit proportional der Entfernung Sender — Empfänger. Bei den Verfahren der zweiten Gruppe liefert die gemessene Differenz der Entfernungen von zwei Sendern eine Standlinie, deren Genauigkeit wenig von der Entfernung und vorwiegend nur von der Bestimmungsgenauigkeit der Zeitdifferenz gleichzeitig abgegangener, am Empfangsort eintreffender Signale abhängt. In dieser Gruppe werden heute zwei Varianten benutzt. Entweder sendet man von zwei Sendern gleichzeitig kurze Impulse aus und be-

stimmt die Zeitdifferenz von deren Eintreffen, oder man sendet gleichzeitig von beiden Sendern unmodulierte Schwingungen in einer festen Phasenbeziehung aus und bestimmt die Phasendifferenz der eintreffenden Schwingungen. Die Genauigkeit beider Varianten wird durch Nachteffekt vermindert, da sich bei Nacht die Wellen nicht nur auf dem Großkreis am Boden, sondern auch an der Ionosphäre entlang ausbreiten, so daß Ausbreitungswege entstehen, die länger als der Großkreis sind. Diese Fehler werden sich vermutlich durch Übergang zu Längstwellen noch vermindern lassen.

Die Radartechnik, als dritte Gruppe, liefert von einem Ziel in Sichtweite Richtung und Entfernung. Die Reichweite ist auf den Horizont begrenzt. Winkelgenauigkeit und Unbeeinflussbarkeit der Ausbreitung durch Regen und Schnee sind widersprechende Forderungen. Der Kompromiß zwischen ihnen führt zur Verwendung von Wellen bei 3 und 10 cm, wobei die 3-cm-Welle genauere Winkel liefert, aber leichter durch Regen und Seegang stöbar ist, während die 10-cm-Welle sich umgekehrt verhält.

Zahlreiche in der Luftfahrt eingesetzte Ortungsverfahren werden sich in der Schifffahrt nicht gegen die genannten drei Gruppen durchsetzen. Hierzu gehören die auf der Strecke, in der Flughafenzone und bei der Landung vielfach benutzten Leitstrahlverfahren, die Entfernungsmessung vom Flugzeug zum Hafen durch die Messung der Laufzeit am Boden empfangener und wieder ausgesandter Impulse vom Flugzeug zum Boden und wieder zurück (DME) und schließlich Kurzwellenpeilverfahren zur Flugsicherung in großen Reichweiten.

Die drei genannten, in der Schifffahrt üblichen Ortungsverfahren werden sich jedoch anscheinend nicht gegenseitig verdrängen, sondern nebeneinander fortbestehen, da sie sich gegenseitig ergänzen.

B. Beckmann, Über den derzeitigen Stand der Funkwettervorhersage

Unter Funkwetter wird die Auswirkung der zeitlich veränderlichen Ionosphären-Eigenschaften auf den Funkverkehr verstanden. Einleitend wurden die grundlegenden ionosphärischen Daten behandelt, nämlich die durch die Frequenzabhängigkeit der ionosphärischen

Brechung bedingte Grenzfrequenz und die durch Absorption der elektromagnetischen Strahlung gegebene Dämpfungsfrequenz, die beide Funktionen der zeitlich veränderlichen Ionisation sind. Das derzeitige Verfahren wurde erörtert, nach dem man die auf den Ionosphärenbeobachtungsstationen durch Echolot mit variabler Frequenz bei „senkrechtem“ Strahlungseinfall (Sender — Empfänger unmittelbar benachbart) gemessene Grenzfrequenz auf die „schrägen“ Einfallswinkel des Funkverkehrs umrechnet unter Berücksichtigung von Höhe und Dicke der reflektierenden Schicht. Während für diese Grenzfrequenz normalerweise die Ionisierung der höchsten F_2 -Schicht maßgebend ist, ist die untere Grenzfrequenz der Übertragung, die Dämpfungsfrequenz, durch die Absorption der Strahlung besonders im unteren Ionosphärengebiet ($D-E$ -Schicht) gegeben. Formelmäßig kann sie als Funktion der Ionisation in diesem Gebiet, der Entfernung, der Senderleistung und Mindestempfangsfeldstärke angegeben werden.

Im zweiten Teil wurde die Vorhersage der diese grundlegenden Daten bestimmenden Ionisationswerte behandelt. Eine formelmäßige Beziehung der F_2 -Ionisation zum Sonnenstand ist nicht gegeben, da sich offenbar noch nicht erfassbare sekundäre Effekte überlagern, deren Auswirkung im Zusammenhang mit dem erdmagnetischen Feld steht. Der tägliche und jahreszeitliche Verlauf muß deshalb empirisch den Messungen der Ionosphärenbeobachtungsstationen entnommen werden. In den unteren Ionosphärenschichten ($D-E$ -Gebiet) ist dagegen der Verlauf der „normalen“ Ionisation näherungsweise durch eine \cos -Beziehung des Sonnenstandswinkels darstellbar. Der Zusammenhang der grundlegenden Daten mit der Sonnenaktivität, die bisher durch die Sonnenfleckenrelativzahl ausgedrückt wurde, ist nahezu linear, wenn man Mittelwerte über größere Zeiträume vergleicht. Dieser Zusammenhang bietet die Möglichkeit der Prognose des jeweiligen Ionisationsniveaus als Funktion der mit einer Quasiperiode von 11 Jahren veränderlichen Sonnenaktivität, wenn es gelingt, die letztere richtig vorherzusagen. Für eine Vorausberechnung aufgestellte Formeln setzen die Kenntnis des Maximalwertes des jeweiligen Zyklus voraus, der für den steigenden Teil der Periode richtig geschätzt werden muß. Dieser Zustand ist noch nicht befriedigend. Seitens der Sonnenphysik wird eine Verbesserung u. a. durch Ableitung eines besseren solaren Index an Stelle der bisherigen Sonnenfleckenrelativzahl angestrebt.

In der Praxis der Funkwettervorhersage wird meistens das Frequenz-Zeitdiagramm benutzt, das für eine feste Funkverbindung den Tagesgang der Grenz- und Dämpfungsfrequenz als Medianwert eines Monats enthält. Seine Berechnung wurde an einem Beispiel gezeigt. Für kleinere Entfernungen und niedrigere Frequenzen ($1 \cdots 5$ MHz) wurde ein Beispiel einer Feldstärke-Prognose erörtert. Die Frequenzabhän-

gigkeit der Feldstärken ergibt sich rechnerisch nach einer einfachen Formel aus der vorhergesagten Dämpfungsfrequenz für $1 \mu V/m$ Mindestempfangsfeldstärke. Die Kurven sind jeweils am Rande der toten Zone beginnend eingetragen. Sie gestatten außerdem die Ableitung der Reichweite für beliebige Mindestfeldstärken und der Interferenz-Schwundzonen, da auch die Bodenwellenkurven eingezeichnet sind. Tägliche Schwankungen des Funkwetters werden in der kurzfristigen Prognose durch Güteziffern ausgedrückt. Durch Schätzung läßt sich das tatsächliche Funkwetter nicht ohne weiteres in einer Güteziffer erfassen, da es sich um eine Funktion mehrerer Veränderlicher (Entfernung, Richtung, Frequenz) handelt. Der Verfasser hat deshalb versucht, zur Darstellung kurzfristiger Änderungen eine „Band-Kennziffer“ als Produkt der Frequenzbreite in MHz und der mittleren logarithmischen Feldstärke (S -Skala) des „Übertragungs-Frequenzbereiches“ (UFB) abzuleiten. Der letztere ist dabei definiert durch die bei einer systematischen Empfangsbeobachtung festgestellten Stationen eines größeren Gebiets (z. B. Südamerika), deren obere und untere Frequenzgrenzen die Schwankung der Grenz- bzw. Dämpfungsfrequenz erkennen läßt. Da nur die Differenz der beiden Werte eingeht, ist die Kennziffer frequenzunabhängig. Durch Hinzunahme der Feldstärken wird sowohl die Dynamik der Dämpfungsschwankung stark erhöht, als auch der Streustrahlungseinfluß berücksichtigt. Mittelwertbildungen, bezogen auf den Durchschnittswert eines vorhergehenden Zeitraumes, unterdrücken die langsamen Änderungen des Funkwetters und bieten so die Möglichkeit, Vergleiche mit den Güteziffern der täglichen Vorhersage durchzuführen. Bei der Prognose lassen sie die Entwicklungstendenz besonders deutlich erkennen, da sie die Grenzfrequenz- und Dämpfungsänderungen in einer Ziffer zusammenfassen. Zum Schluß wurden einige Vergleiche zwischen Prognose und beobachtetem Funkwetter gegeben.

J. Dosse, Schaltungen mit Transistoren

Der Vortragende umriß zunächst kurz den Stand der Technik: Obgleich der Transistor erst vor 6 Jahren überhaupt bekannt geworden ist, gibt es heute bereits eine ganze Reihe von Transistortypen auf dem Markt. Die wichtigsten sind die Flächentransistoren, die durch Legierungs- oder Ziehverfahren hergestellt werden. Der Spitzen-Transistor, der durch Aufsetzen zweier dicht benachbarter feiner Drahtspitzen auf den Germanium-Kristall — ähnlich wie ein Detektor — entsteht und als erster erfunden wurde, ist in seiner technischen Bedeutung heute stark zurückgetreten. Neuere Arten von Transistoren sind in letzter Zeit entwickelt worden, um zu höheren Frequenzen (bis 5 oder 100 MHz) und zu höheren Leistungen (bis etwa 10 Watt) vorzudringen.

Ein Vergleich des Transistors mit der Röhre zeigt, daß die beiden Bauelemente sehr verschiedene Eigenschaften haben und ihre Anwendungsgebiete sich daher stark voneinander abgrenzen. So ist die Röhre für sehr hohe Frequenzen und große Leistungen überlegen, während der Transistor seine hauptsächlichste Anwendung finden wird, wenn es auf große Sparsamkeit an Raum und Gewicht, auf geringen Stromverbrauch, hohe Erschütterungsfestigkeit und große Lebensdauer ankommt. Ein Musterbeispiel für die Anwendung des Transistors ist das Schwerhörigengerät, das heute übrigens das einzige Transistorgerät ist, das sich bereits auf dem Markt befindet. Es hat die Größe eines kleinen Feuerzeuges und kommt mit einer Batterie von der Größe eines Hosenknotens aus. Besonders interessante Schaltungen ergeben sich durch Verwendung sogenannter komplementärer Transistoren, das sind Transistoren, die sich nur durch die Polarität der angelegten Spannungen voneinander unterscheiden. Aus 2 oder 4 derartigen Transistoren und einer Batterie läßt sich ein vollständiger Verstärker aufbauen, ohne daß sonstige Bauelemente, wie Widerstände, Kondensatoren oder Übertrager, notwendig wären. Solche Schaltungen sind mit Röhren überhaupt nicht möglich.

Auch in der Technik der elektronischen Rechenmaschinen lassen sich Transistoren mit Vorteil verwenden, weil es bei ihnen wegen der großen Zahl von Schaltkreisen auf höchste Sparsamkeit an Raum und Stromverbrauch besonders ankommt. Es wurde ein elektronisches Zählwerk mit Transistoren vorgeführt. Mit Transistoren lassen sich auch negative Widerstände herstellen, wie an dem Beispiel von Verlusten in Schwingkreisen und Filtern gezeigt wurde. Ein besonders eindrucksvolles Anwendungsbeispiel für Transistoren war ein kleiner tragbarer Sender zur Sprachübertragung. Das Kondensator-Mikrofon bewirkt die Frequenzmodulation des Senders, und die Schwingungen lassen sich mit dem UKW-Teil eines normalen Radiogerätes unmittelbar empfangen. Derartige Sender würden sich z. B. als Redner- und Reportage-Mikrofone verwenden lassen.

J. Wilken, Technischer Stand der End-einrichtungen für Übersee-Telefonie

Trotz der Vorteile, welche die heute fast ausschließlich im kommerziellen Fernsprechverkehr auf Kurzwellen benutzte Einseitenband-Modulation bietet, verbleiben für die niederfrequenten Überleitungseinrichtungen vom Draht auf den Funkweg noch einige wichtige Aufgaben. Es sind dies in der Hauptsache eine automatische Regelung der Nutzsignale beider Sprechrichtungen, Unterdrückung der Funkgeräusche und Wahrung der Stabilität des gesamten Sprechkreises. Abgesehen von nor-

malen Verstärkern und einer Anzahl von Vorrichtungen, die der Rufübermittlung, dem internen Dienstverkehr sowie Meß- und Kontrollzwecken dienen, besteht eine Endeinrichtung heute aus Sendevolumenregler, Empfangsvolumenregler, Geräuschminderer, Rückkopplungssperre und Verschlüsselungseinrichtung. Alle Geräte arbeiten vollautomatisch. Eine Bedienung ist höchstens notwendig beim Zusammentreffen mehrerer ungünstiger Übertragungsverhältnisse, z. B. sehr leiser Landteilnehmer und hohes Funkgeräusch bzw. durch Störsender beeinträchtigter Empfang.

Nach Erläuterung eines Blockschaltbildes der Reihenfolge der Einzelgeräte ging der Vortragende auf deren besondere Eigenschaften ein. Der Sendevolumenregler sorgt für Vollaussteuerung des Senders bei allen Teilnehmern der verschiedensten Sprechweise und verschiedener Leitungsdämpfung. Die Häufigkeitsverteilung der Sprachspitzenpegel vieler Teilnehmer am relativen Pegel 0 kommt einer Gauß-(Normal-)Verteilung sehr nahe. Der Medianwert liegt bei $-0,9$ N und die Streuung bei $\sigma = 0,75$ N. In Verkehrspausen stellt der Regler eine Verstärkung ein, die für den Medianwert richtig ist. Bei Satzbeginn wird je nach Eingangspegel aufwärts oder abwärts geregelt. Senderübersteuerung ist mit Sicherheit vermieden. In Sprachpausen behält der Regler seinen zuletzt eingestellten Verstärkungsgrad bei. Trotz der beabsichtigten Pressung der Sprachdynamik wird die Qualität nicht nennenswert beeinträchtigt. Ein Hochregeln von Raum- oder Leitungsgereuschen ist wirksam verhindert. Die Dynamik der Sprecher wird auf einen Abstand von $1,4$ N zwischen Spitzen- und Mittelwert normiert.

Der Empfangsvolumenregler beseitigt die nach der Schwundregelung des HF-Empfängers noch verbliebenen Lautstärkeschwankungen von maximal $\pm 1,5$ N. Bei fehlendem Nutzpegel hat der Regler die Verstärkung 0 N. Seine Regelung tritt in Tätigkeit, wenn das Signal Sprachcharakter hat, d. h., der Schwerpunkt des Frequenzgemisches liegt bei 800 Hz, ein Mindestpegel wird überschritten, das Signal ist moduliert, ein bestimmter Modulationsgrad wird überschritten, die Modulationsfrequenz hat Silbenrhythmus (um 4 Hz).

Der Geräuschminderer in der Empfangsrichtung hat unterhalb eines einstellbaren Pegelwertes, der Schwelle, den Charakter eines Dehners, d. h., die Durchgangsdämpfung nimmt mit abnehmendem Eingangspegel zu. Oberhalb der Schwelle ist die Dämpfung konstant 0 N. Der Differentialquotient der Kennlinie Dämpfung/Eingangspegel ist unterhalb der Schwelle konstant und unabhängig vom eingestellten Schwellwert. Sein Wert von $\tan \alpha = 3$ erscheint optimal.

Rückkopplungssperren müssen zu allen Zeiten mindestens eine Sprechrichtung undurchlässig machen, damit der Sprechkreis zwischen den beiden Gabelschaltungen sich nicht bei Rest-

dämpfungsschwankungen auf der Funkstrecke einschließlich der Regelverstärker selbst erregen kann. Im Vergleich zu anderen Sperrtypen mit eindeutiger Ruhelage erreicht die Differentialrückkopplungssperre die kleinstmögliche Schalthäufigkeit und damit die geringsten Silbenbeschnedigungen. Ihre Ruhelage ist durch den letzten Sprecher bestimmt; Umschaltungen erfolgen nur, wenn die Sprechrichtung wechselt. Außerdem ist es möglich, die Ansprechempfindlichkeiten beider Richtungen zur Anpassung an die Störabstände verschieden einzustellen. Dabei ist die Eigenstabilität der Differentialsperre gegenüber derjenigen anderer Typen mindestens um den Betrag der Pegeldifferenz Δp höher, die zum Unterbrechen notwendig ist. In einer besonderen Ausführungsform ist die Stabilität sogar gewährleistet, wenn nur $a_{\parallel} + \Delta p > 0$ ist. Dabei bedeutet a_{\parallel} die gesamte Dämpfung zwischen den Anschlußpunkten der Sperre, d. h. praktisch die Gabelübergangsdämpfung. Bei der Deutschen Bundespost werden heute nur noch Differentialsperrern verwendet.

Als Maßnahme gegen unbefugtes Abhören der Gespräche auf dem Funkwege hat sich heute das System der zeitgesteuerten Vertauschung von Teilbändern international durchgesetzt.

H. Toeller, Entwicklungslinien der industriellen Meßtechnik mit elektrischen Mitteln

Der Referent zeigte an Hand statistischer Unterlagen das immer tiefere Eindringen elektrischer Meßgeräte in die chemische, die Hütten- und Eisenverarbeitende Industrie, in den Maschinenbau usw. Die Anzahl der in diesen Industriezweigen eingesetzten elektrischen Meßgeräte ist laufend im Ansteigen begriffen. Dies hängt besonders damit zusammen, daß die genaue Erfassung und rechnerische Verwertung sowie Umwandlung von Meßgrößen in Regelimpulse wichtige Voraussetzungen für die Ingangsetzung und Inganghaltung der verschiedenartigsten Verfahrensprozesse darstellen.

Für die Erfüllung derartiger Aufgaben ist gerade das elektrische Meßgerät prädestiniert, da es mit einfachen und billigen Mitteln möglich ist, die elektrische Energie zu übertragen und meßtechnisch zu erfassen. Dadurch ist der Aufstellungsort elektrischer Meßgeräte unabhängig vom Meßort. Bei der Erfassung nichtelektrischer Meßaufgaben steht meist nur eine kleine Meßenergie zur Verfügung, die sich bei einer Umwandlung in eine elektrische Meßgröße mittels Meßwertwandler oft noch weiterhin verringert. Trotzdem wird dieser Weg der Energieumwandlung sehr oft gewählt, da das elektrische Meßgerät selbst nur eine sehr geringe Energie verbraucht.

Besonders vorteilhaft ist die hohe Meßgenauigkeit, die mit einfachen Mitteln, wie z. B. Null-

punktsunterdrückung durch Gegenschaltung einer konstanten Spannung bzw. eines konstanten Stromes, weiter gesteigert werden kann. Die höchste Meßgenauigkeit ermöglicht das Kompensationsgerät.

Um die elektrischen Meßgeräte in einer zweckmäßigen Weise in Schalttafeln und Schaltwarten unterzubringen, wurde in den letzten Jahren eine Normung der Abmessungen eingeführt. Dadurch ist ein leichter Austausch der Geräte gegeben. Ebenso erscheint es in Zukunft erstrebenswert, die Geräte (z. B. Meßwertwandler + Verstärker) auf gleiche Ausgangsspannung zu normen, um Anzeige- und Registriergeräte austauschen zu können und eine einfache Lagerhaltung zu ermöglichen.

Zur Überwachung einer größeren Anzahl von Meßaufgaben an räumlich verschiedenen Punkten eines Betriebes werden immer mehr elektrische Fernmeßverfahren eingesetzt (bei explosionsgefährdeten Betrieben vielfach pneumatische Fernmessung).

Zum Registrieren verschiedenster Meßgrößen auf engem Raum dient, besonders in Europa, der Fallbügel-Mehrfachpunktschreiber. In den USA hat sich für diesen Zweck der Mehrfach-Kompensationsdrucker und -schreiber mit einem Meßbereich von einigen mV (Honeywell-Brown, Leeds & Northrup) durchgesetzt. Es werden beispielsweise folgende Größen damit erfaßt und aufgeschrieben: Druck, Temperatur, Durchflußmenge, p_{H_2} -Wert und Gaskonzentration (auch -analyse). Der Kompensations-Schreiber ist ein selbstabgleichender Kompensator in Brückenschaltung. Dabei wird der Arm des Potentiometers direkt mit dem Schreib- bzw. Druckgerät verbunden. Die Meßspannung dient nach genügend elektronischer Verstärkung zum Antrieb des Abgleichmotors, der seinerseits das Potentiometer bewegt. Es handelt sich also um eine Art "Meßmaschine", die wegen ihres hohen Drehmoments in vielen Fällen den empfindlichen klassischen Meßsystemen überlegen ist. Die Genauigkeit ist etwa 0,25 % der Skalenlänge. Auch in Deutschland beginnt diese Gerätetype sich für bestimmte Meßaufgaben durchzusetzen. Eine andere Art der selbstabgleichenden Kompensatoren verwendet die Lindeck-Rothe-Schaltung (unveränderlicher Widerstand und variabler, elektronisch gesteuerter Hilfsstrom).

Zur Verstärkung kleinster Gleich- und Wechselspannungen dienen meist elektronische Verstärker mit kommerziellen Röhren und vielfach erprobten Bauteilen, wie Zerkhacker, Glühlampen usw., die deshalb auch für robuste Betriebe geeignet sind. Besonderer Wert wird auf Zuverlässigkeit, Konstanz der Eichung, Unabhängigkeit von Netzspannungs- und Frequenzschwankungen gelegt (Anwendung von Gegenkopplungen und elektronisch stabilisierten Betriebsspannungen).

Magnetische Verstärker sind besonders für ausgesprochene Leistungsverstärkung eingesetzt. Mitunter werden auch pneumatische Verstärker

in Verbindung mit elektrischen Meßsystemen angewandt. Hohe Ausgangsleistung ist bei der Lösung von Regelaufgaben (ausreichende Stellkräfte) ausschlaggebend.

Mit elektrischen Meßgeräten und elektrischen Verstärkern lassen sich auf elegante Weise Korrekturen von Meßwerten, Summierungen usw., d. h. praktisch alle für Messungen notwendigen Rechenoperationen, durchführen.

Für Regelzwecke werden die elektrischen Meßgeräte mit den geeigneten Reglern meist zu einer Einheit zusammengebaut (z. B. Fallbügelregler, elektronischer Regler).

Die Entwicklung der Meßwertwandler geht Hand in Hand mit der Weiterentwicklung moderner Verfahrensprozesse. Beispiele dafür sind ein Gesamtstrahlungs-pyrometer mit Thermokette und Verstärker für niedrige Temperaturen (z. B. 0...50 °C) sowie ein elektrischer Durchflußmesser nach dem Induktionsprinzip zur Messung an hochaggressiven oder radioaktiven Flüssigkeiten. Lassen sich Meßwerte nicht direkt in elektrische Größen umwandeln, so wird oft die mechanische Drehmomentkompensation angewandt. Dabei wird das Drehmoment gegen ein von einem elektrischen Strom abhängiges Drehmoment ausgewogen; der Strom ist dann ein Maß für die Meßgröße (z. B. Viskosimeter). Andere Meßwertwandler benutzen die direkte Meßmethode: z. B. mechanische Verstellung einer Induktivität oder eines Potentiometers durch den Meßwert selbst und elektrische Anzeige der Verstellung entweder direkt oder mittels Nachlaufsystem.

Bei der Registrierung und Anzeige von Meßgrößen geht man in vielen Fällen zur Zahlendarstellung über. Es läßt sich damit viel Platz auf den Schalttafeln sowie Registrierpapier einsparen, wobei jedoch die Übersichtlichkeit der Darstellung leicht verloren geht. Neben den mechanischen wurden ganz besonders auch die elektronischen Zähler ausgebaut. Bei diesen dienen als Arbeitsgrundlage einmal das binäre Zahlensystem (Röhren in bistabiler Kippschaltung, Übersetzung in das dekadische Zahlensystem durch eine Transformationsschaltung) und das dekadische Zahlensystem (z. B. mit Spezialzählröhre E 1 T, die direkt die Impulse dekadisch zählt). Die Anzeige wird im ersten Fall mittels Glühlampen oder Drehspulinstrumenten, im zweiten mittels eines bezifferten Leuchtschirms durchgeführt.

Die Zählung erfolgt im allgemeinen periodisch (z. B. pro Sekunde) über eine konstante Zeitbasis (Auflösungsvermögen bis zu einer Mikrosekunde). Auch einmalige Vorgänge lassen sich derart erfassen.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß im Zuge der umwälzenden Neuerungen in den technologischen Prozessen sowie in der Automatisierung der Betriebe die elektrische Meßgeräte-Industrie laufend neue Meßwertgeber sowie Meß- und Regelgeräte zur Verfügung stellt und weiterentwickelt.

H. Katz, Grundformen und Anwendung rechnerder Netzwerke in der Regelungstechnik

Die häufigsten Rechenoperationen, die in einem Regelkreis vorkommen, sind Summen- und Differenzbildung. Insbesondere ist die Differenzbildung in jedem, auch dem einfachsten Regelkreis anzutreffen, da Soll- und Istwert der Regelgröße miteinander verglichen und ihr Unterschied, die sogenannte Regelabweichung, ermittelt werden müssen. Vielfach tritt Summenbildung hinzu, wenn außer der Regelabweichung noch Hilfsgrößen in den Regelkreis eingeführt werden.

Ist der Meßwert der Regelgröße unmittelbar oder mittelbar ein elektrischer Widerstand, so kann die erwähnte Differenzbildung als Nullverfahren in einem Brückenwiderstands-Netzwerk nach Wheatstone stattfinden, wobei der Sollwert ebenfalls ein Widerstand ist. Wird die Brücke am Ausgang belastet, so verlaufen Ausgangsspannung und Ausgangsstrom nur für genügend kleine Brückenverstellungen proportional der Regelabweichung. Dieses Verhalten ist aber ohne Belang, wenn der Linearitätsbereich mindestens den vollen Aussteuerbereich des am Brückenausgang angeschlossenen Regelverstärkers umfaßt. Durch entsprechende Auslegung der Brückenzeige läßt sich die Brücke den Erfordernissen hinsichtlich Meßbereich, Empfindlichkeit und Leistung anpassen sowie auch für regelungstechnische Sonderaufgaben, wie Summenregelung, Verhältnissregelung, Sollwerteinstellung usw., heranziehen. Einfache zusätzliche Differenz- und Summenbildung, z. B. zur Überlagerung einer Hilfsgröße, ist ebenfalls möglich.

Die Regelabweichung läßt sich auch nach einem Kompensationsverfahren bilden, falls die Meßgröße eine elektrische Spannung oder ein elektrischer Strom ist. Der Strom im Kompensationszweig ist dann ein Maß für die Regelabweichung. Ein Ausführungsbeispiel ist die Temperaturregelung mit einem Thermoelement als Fühler.

Wichtige Netzwerke für die Regelungstechnik zur Summen- und Differenzbildung sowie gleichzeitigen Division sind das Serienwiderstands-Netzwerk und das Parallelwiderstands-Netzwerk. Sie werden angewendet, wenn außer der Regelgröße noch eine theoretisch beliebige Anzahl von Hilfsgrößen in Form von elektrischen Spannungen in den Regelkreis eingeführt werden sollen. In beiden Netzwerken können die Eingangsgrößen mit verschiedenem „Gewicht“ überlagert werden. Dies entspricht einer Division der einzelnen Eingangsgrößen mit beliebigen Divisoren $\sum \frac{1}{n}$ und ist regelungstechnisch ein Mittel, um den Einfluß der einzelnen Hilfsgrößen bzw. ihr gegenseitiges Verhältnis in einer gewünschten Weise zu verändern. Im Gegensatz zum Nullverfahren mit Brückenwiderstands-Netzwerk ist die Ausgangsgröße für beliebige hohe Werte der Eingangsgrößen

proportional ihrer algebraischen Summe. Beim Parallelwiderstands-Netzwerk sind alle Spannungen auf einen gemeinsamen Punkt bezogen, der geerdet werden kann.

Die Bildung zeitlicher Differentialquotienten und Integrale gehört in der Regelungstechnik zu einem wichtigen Hilfsmittel, um den Frequenzgang des Regelkreises in einer gewünschten Weise zu formen. Den häufigsten Anlaß bilden im allgemeinen einerseits die Erreichung einer stabilen Regelung, andererseits die Erhöhung der Regelgenauigkeit im stationären Zustand.

Die Serienschaltung von Widerstand und Kondensator ist die einfachste Form eines Netzwerkes zum Erreichen einer Differentialquotienten- oder Integralwirkung in einem Regelkreis. Wird die Eingangsgröße als Gleichspannung zugeführt, dann ist die am Widerstand abgegriffene Ausgangsspannung ein Maß für den zeitlichen Differentialquotienten, die am Kondensator abgegriffene Ausgangsspannung ein Maß für das Zeitintegral der Eingangsgröße. Differentiation und Integration finden nur näherungsweise statt. Die Art der Näherung kann sowohl an Hand der Übergangsfunktion als auch des Frequenzganges des Netzwerkes ersehen und mit dem ideal gedachten Rechenvorgang verglichen werden.

Außer diesem einfachen RC-Netzwerk macht man von zahlreichen erweiterten Formen solcher Netzwerke und ihrer Kombinationen Gebrauch, wobei auch Induktivitäten verwendet werden können. Die Netzwerke werden normalerweise in den Hauptpfad des Regelkreises eingefügt. Ein Vorhaltglied hat dann Differentialquotientenwirkung, ein Verzögerungsglied Integralwirkung auf den Regelkreis und ändert dementsprechend dessen Frequenzgang.

Ein elegantes Verfahren besteht darin, solche Netzwerke in einen Rückführpfad anstatt in den Hauptpfad des Regelkreises zu legen, und zwar nach dem Prinzip der Gegenkopplung unter Ausnutzung der (hohen) Verstärkung der vom Rückführpfad überbrückten Regelkreisglieder des Hauptpfades. Dabei ist zu beachten, daß gegenüber der Anordnung im Hauptpfad im Rückführpfad ein „inverses“ Netzwerk vorgesehen werden muß, wenn im Hauptpfad die gleiche Wirkung erreicht werden soll. So gibt z. B. ein Verzögerungsglied im Rückführpfad Vorhaltwirkung im Hauptpfad des Regelkreises.

In der Praxis werden heutzutage vielfach Netzwerke mit veränderbaren Parametern als Vorhalt- und Verzögerungsglieder in einen Rückführpfad gelegt, der den im Regler zusammengefaßten Teil des Regelkreises umschließt. Dem Regler kann dadurch ein gewünschtes Zeitverhalten zwecks „Anpassung“ an verschiedene Regelstrecken gegeben werden, das er an sich — ohne Rückführ-Netzwerk — nicht hat. In diesem Zusammenhang sind die Begriffe „P-Regler“ (proportional wirkend), „I-Regler“ (integral wirkend), „D-Regler“ (differential wirkend) und ihre Kombinationen wichtig.

J. Peters, Stabilisierung geschlossener Verstärkungs- und Regelkreise

Der Vortrag war in Thema und Behandlung dem Buch „Einschwingvorgänge, Gegenkopplung, Stabilität“ entnommen: Nachdem eine grundsätzliche Analogie zwischen dem Folgeregler und dem gegengekoppelten Verstärker festgestellt worden ist, wird als Maß für die Verringerung der Störungen durch Gegenkopplung die Fehlerdämpfung eingeführt. Mit Hilfe des komplexen Frequenzbegriffes werden die Übertragungsfunktionen für die Haupt- und Kreisverstärkung auf komplexe Frequenzen erweitert. Die Stabilitätsbedingung nach Nyquist kann auf diese Weise mit der Barkhausen'schen Selbsterregungsbedingung in Beziehung gebracht werden. Die Ortskurve nach Nyquist ist dabei im Sinne der Funktionentheorie ein Bild der Grenze zwischen gedämpften und anklingenden Schwingungen in der komplexen Frequenzebene. Diese Ortskurve wurde bisher fast immer linear dargestellt, obwohl schon Strecken der Logarithmus des Übertragungsfaktors in die komplexe Ebene einträgt. Durch die vom Verfasser eingeführte Variante werden Fehlerdämpfung und Phasengang als Komponenten dieser Ortskurve miteinander in Beziehung gebracht. Wenn die Ortskurve eine Instabilität anzeigt, muß die Phasenkurve im „kritischen Frequenzbereich“ korrigiert werden, was nur durch einen positiven Anstieg eines zusätzlichen Amplitudenganges in diesem Bereich und folglich durch eine Dämpfung im Übertragungsbereich, dem „Stabilisierungsverlust“, erreicht werden kann. Praktisch ist also ein stabilisierendes Netzwerk mit diesen Eigenschaften in den Verstärkungskreis einzuschalten. Der Vortrag geht ebenso wie das Buch in Anlehnung an H. W. Bode von der Vorstellung aus, daß durch Gegenkopplung ein ursprünglich vorhandener Fehler um einen gewissen frequenzabhängigen Faktor verringert werden soll, welcher natürlich nur zwischen bestimmten Grenzen frei wählbar ist. Die Regelungstechnik beherrscht praktisch noch nicht die Aufgabe, ein System mit erwünschten Eigenschaften direkt zu entwerfen. Wie der anschließende Diskussion zu entnehmen war, ist auf dieses Ziel eine theoretische Betrachtungsweise von W. Bode gerichtet, welche die Synthese eines aktiven, in sich geschlossenen Systems mit vorgegebenen Eigenschaften behandelt. Die zukünftige Entwicklung der Regelungstechnik, deren Umfang heute noch nicht einmal annähernd übersehen werden kann, wird voraussichtlich mit erhöhten Anforderungen an die Praxis, auch hinsichtlich der theoretischen Kenntnisse, verbunden sein. Bei der Unanschaulichkeit der Zusammenhänge wird man es als ein seltenes Zufallsergebnis bezeichnen müssen, wenn das technische Endergebnis einmal höhere Qualitäten in sich schließen sollte, als es dem Wissen und Können der Fachmänner entspricht, die es praktisch gestaltet haben.

PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

ersten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Klasse, Unterklasse, Gruppe, Untergruppe, Aktenzeichen;

(bei Patent-Erteilungen): Klasse, Unterklasse, Gruppe, Untergruppe, Patentrollennummer, Aktenzeichen

zweiten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): links — Anmeldetag, rechts — Bekanntmachungstag; (bei Patent-Erteilungen): Beginn der Dauer des Patentes

dritten Zeile (bei Patent-Anmeldungen und -Erteilungen mit ausländischer Priorität: Tag der Voranmeldung

letzten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): In der Klammer bedeuten T. mit entsprechender Ziffer die Anzahl der Textseiten (Beschreibung und Ansprüche) der Ausgestücke und Z. mit entsprechender Ziffer die Blattzahl der Zeichnungen im DIN-A-4-Format

Die bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht die der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

Patent-Anmeldungen

21c, 2/32. P 7653

15. 5. 52 14. 10. 54

Philips Patentverwaltung GmbH;
„Elektr. Isolierkörper, insb.
Kondensatordielektrikum“
(T. 6; Z. —)

21a², 14/01. M 10 083

29. 6. 51 21. 10. 54

I. Carspecken, Kassel; „Laut-
sprechergehäuse in Röhren-
form“ (T. 2; Z. 1)

21a², 14/05. L 14 647

9. 2. 53 21. 10. 54

Laboratorium Wennebostel Dr.-
Ing. Sennheiser; „Gehäuse f.
Mikrophone“ (T. 6; Z. 2)

21a², 18/02. E 4970

30. 1. 52 21. 10. 54

(Großbrit.: 30. 1. 51)
Elliott Brothers (London) Ltd.;
„Breitbandgleichstromverstär-
ker m. Elektronenröhren“
(T. 23; Z. 2)

21e, 11/20. S 29 571

30. 7. 52 21. 10. 54

Siemens & Halske AG.; „Fre-
quenzanalysator“ (T. 10; Z. 3)

21g, 12/01. P 11 660

25. 4. 42 21. 10. 54

Patent-Treuhand-Ges. f. elektr.
Glühlampen mbH.; „Elektr.
Kathodenglimmlichtöhre zur
Konstanthaltg., Regeltg. und
Teiltg. v. Spanng.“ (T. 5; Z. 1)

21g, 13/60. L 12 959

25. 7. 52 21. 10. 54

C. Lorenz AG.; „Spannungs- od.
Spannungsvergleichsanzeige-
röhre“ (T. 3; Z. 2)

21a², 11. S 24 180

28. 7. 51 28. 10. 54

Siemens & Halske AG.; „Konus-
lautsprecher mit unterteilter
Membran“ (T. 5; Z. 1)

21a², 14/02. S 24 179

28. 7. 51 28. 10. 54

Siemens & Halske AG.; „Viel-
zellenhorn f. Lautsprecher“
(T. 5; Z. 1)

21a², 14/02. S 24 186

28. 7. 51 28. 10. 54

Siemens & Halske AG.; „Laut-
sprecheranordng., vorzugsw.
m. Trichter“ (T. 3; Z. 1)

21a², 14/05. S 24 185

28. 7. 51 28. 10. 54

Siemens & Halske AG.; „Mikro-
fon m. Exponentialtrichter“
(T. 4; Z. 1)

21a², 16/01. S 22 077

2. 3. 51 28. 10. 54

Siemens & Halske AG.; „Ton-
film-Lautsprecheranordnung
hoher Leistg.“ (T. 4; Z. 1)

21a², 18/07. B 19 381

6. 3. 52 28. 10. 54

Blaupunkt-Elektronik GmbH;
„Schaltg. z. verzögerungsfreien
Lautstärkebegrenzung“
(T. 4; Z. 1)

21c, 5/03. S 32 676

19. 3. 53 28. 10. 54

Deutsche Metallwerke AG.; „Di-
elektr. Rohrleit. f. sehr hohe
Frequenzen, insb. d. Zenti-
meterwellenbereiches“ (T. 4;
Z. —)

21e, 29/10. S 27 419

28. 2. 52 28. 10. 54

Siemens & Halske AG.; „Meß-
anordng. z. Ermittlg. v. An-
derg. d. Wellenwiderstandes
elektr. Leitg.“ (T. 3; Z. —)

21g, 15/01. L 14 386

12. 1. 53 28. 10. 54

Licentia Patent-Verwaltungs-
GmbH.; „Mechan. Stromrich-
ter (Kontaktumformer) mit
flexiblen Bändern od. Seilen
z. Übertragg. d. Bewegg. d.
Exzenters auf d. Stößel u. d.
Kontakte“ (T. 7; Z. 1)

21a¹, 35/12. F 9774

26. 8. 52 4. 11. 54

Fernseh GmbH.; „Verf. z. Syn-
chronisierg. eines Taktgebers“
(T. 4; Z. 1)

21a², 18/08. W 9370

1. 9. 52 4. 11. 54

(USA: 17. 9. 51)

Western Electric Comp. Inc.;
„Schaltg. f. einen sehr kleinen
Transistor-Verstärker“ (T. 13;
Z. 2)

21a², 36/13. S 31 061

13. 11. 52 4. 11. 54

Siemens & Halske AG.; „An-
ordng. z. Entzerrg. d. Lauf-
zeitverzerrg. von Rundfunk-
übertragungswegen“ (T. 6;
Z. 2)

21e, 30/20. A 10 206

3. 6. 41 4. 11. 54

(USA: 4. 6. 40)

AEG; „Meßeinrichtg. m. einem
magnet. Verstärker“ (T. 16;
Z. 1)

21g, 1/01. M 19 455

23. 7. 53 4. 11. 54

(Schweiz: 11. 6. 53)

Micafil AG.; „Masch. z. Be-
wickeln kleiner geschlossener
Ringkerne m. dünnen Drähten“

21a³, 18/08. N 7968
31. 10. 53 11. 11. 54
(Niederlande: 5. 11. 52)
N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven; „Transistor-Verstärkerschaltung“ (T. 6; Z. 1)

21a², 18/08. W 12 237
30. 9. 53 11. 11. 54
(USA: 19. 11. 52)

Western Electric Company Inc., New York; „Anordng. zur Bandbreitenvergrößerg. von Transistorschaltungen“ (T. 29; Z. 2)

21g, 10/02. P 3492
8. 12. 38 11. 11. 54
Porzellanfabrik Kahla; „Elektr. Isolierkörper und Kondensatordielektrikum“ (T. 4; Z. 1)

21g, 10/02. S 3872
15. 5. 50 11. 11. 54
Siemens & Halske AG.; „Verf. z. Herstellg. eines breiten überragenden Lackrandes an lackierten Trägerfolien“ (T. 5; Z. 1)

21g, 10/02. S 16 369
27. 6. 50 11. 11. 54
Siemens & Halske AG.; „Verf. z. Herstellg. eines Dielektrikums hoher Dielektrizitätskonstante“ (T. 3; Z. —)

21g, 13/13. N 2507
7. 4. 41 11. 11. 54
(Niederlande: 9. 4. 40)
N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven; „Schaltg. einer Mischröhre mit einer Katode, einer Anode u. mindestens fünf dazwischenliegenden Elektroden“ (T. 4; Z. 1)

21g, 35. E 7515
8. 7. 53 11. 11. 54
Dr.-Ing. J. Euler, Ellwangen; „Verf. z. Herstellg. von Elektreten“ (T. 2; Z. 1)

21a³, 66/01. E 6222
27. 10. 52 18. 11. 54
Elmeg Elektro-Mechanik GmbH; „Vorrichtg. zur elektr. Fernübertragg. von Zählimpulsen“ (T. 12; Z. 4)

21g, 1/02. V 3707
6. 9. 51 18. 11. 54
Voigt & Haeflner AG; „Spule elektr. Geräte, insbes. solche für höhere Ströme, mit einem hochkantgewickelten Leiter“ (T. 4; Z. 1)

21g, 10/02. S 30 714
17. 10. 52 18. 11. 54
Siemens & Halske AG.; „Aluminiumoxydkondensator mit auf der Aluminiumfolie aufgebracht Oxydschicht, die eine regenerierfähige dünne Belegung trägt“ (T. 5; Z. 1)

21g, 12/01. B 22 409
11. 3. 43 18. 11. 54
Robert Bosch GmbH; „Einrichtg. zur Gleichrichtg. v. Wechselstrom“ (T. 3; Z. 1)

21g, 38. F 6443
10. 12. 40 18. 11. 54
Flugfunk-Forschungsinstitut Oberpfaffenhofen e.V.; „Verf. zur Linearisierg. des Anstiegs einer Kippspanng.“ (T. 3; Z. 1)

42m, 14. St 2842
1. 12. 50 18. 11. 54
(Großbritannien: 1. 12. 50)
Standard Telephones and Cables Ltd., London; „Prüfgerät für Nachrichtenaufzeichnungen“ (T. 45; Z. 19)

Patent-Erteilungen

21a², 16/03. 920 551. R 4316
22. 12. 35
(Frankr.: 22. 12. 34)
Société Etablissements Bernard Roux; „Verf. z. Schallübertrag.“

21a⁴, 22/06. 920 374. p 30 029 D
1. 1. 49
(Großbrit.: 24. 10. 47)
Marconi's Wireless Telegraph Comp. Ltd.; „Diversity-Empfänger“

21a⁴, 29/02. 920 606. p 10 744 D
2. 10. 48
Siemens & Halske AG.; „Rückgekoppelt. Rundfunkempfänger“

21a⁴, 70. 920 377. S 48
10. 10. 49
Siemens & Halske AG.; „Funkgerät, insb. UKW-Rundfunkempfänger“

21a⁴, 75. 920 378. S 31 509
16. 12. 52
Siemens & Halske AG.; „Halte- f. lösb. an einer Grundplatte zu befestigende becherförm. Teile, insb. f. Abschirmbecher elektr. Filter od. dgl.“

21g, 10/02. 920 612. R 6073
1. 6. 51
(Großbrit.: 2. 6. 50 und USA: 12. 1. 51)
Siemens & Halske AG.; „Zur Herstellg. v. elektr. Kondensatoren geeignete Folien u. Verf. zu ihrer Herstellung“

21a², 16/04. 920 795. St 2086
16. 3. 38
Dr. phil. G. Struth, Berlin-Karlshorst; „Lautsprecher z. klangtreuen Wiedergabe v. Musik u. Sprache mit einer durch Biegg. elast. vorgespannten Stabfläche od. zwei solcher Flächen“

21a⁴, 14/01. 920 796. W 3481
11. 8. 40
Western Electric Comp. Inc.; „Modulations- u. Demodulationssystem“

21a⁴, 29/01. 920 915. P 8196
17. 8. 52
(Schweiz: 8. 8. 52)
„Patelhold“ Patentverwertungs- & Elektro-Holding AG.; „UKW-Empfänger f. d. rauscharmen Empfang zeitmodul. Impulse“

21a⁴, 74. 920 730. J 3363
4. 1. 38
(USA: 2. 1. u. 4. 5. 37)
International Standard Electric Corp.; „Entkoppelnde HF-Brückenschaltg.“

21e, 11/01. 920 742. Sch 9511
31. 10. 51
Dr.-Ing. O. Schenk, Schweinfurt; „Verf. z. Aufzeichng. aperiod. Schwingungsvorgänge“

21e, 29/02. 920 743. L 11 781
11. 3. 52
Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH.; „Wechselstrom-Meßbrücke“

21e, 29/02. 920 744. S 30 893
31. 10. 52
Siemens & Halske AG.; „Meßbrückenschaltg. m. Sollwert-einstellg.“

21a⁴, 9/02. 921 035. N 4871
25. 12. 51
(Niederl.: 29. 12. 50)
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken; „Vorrichtg. z. Erzeugen, Verstärken od. Modulieren v. Millimeterwellen“

REFERATE

Frequenznormal für Meß- und Eichzwecke

Zur Ausführung von Frequenzmessungen und zum Eichen von Generatoren oder anderen Geräten benötigt man Normalfrequenzen, die mit großer Genauigkeit und Konstanz einen vorgegebenen Wert einhalten und als Vergleichsbasis für die Meßgrößen dienen. Bei größeren Anforderungen an die Präzision und Zuverlässigkeit der Meßergebnisse kommt man nicht ohne einen quartzesteuerten Meßoszillator aus, dessen Quarz durch automatische Temperaturregelung auf einer gleichbleibenden Temperatur gehalten wird. Zur Gewinnung mehrerer Normalfrequenzen läßt man den Oszillator mit verhältnismäßig hoher Frequenz arbeiten und leitet von dieser Frequenz weitere, niedrigere Frequenzen durch Frequenzteilung ab, die somit alle die gleiche Genauigkeit wie die ursprüngliche Frequenz des Oszillators aufweisen.

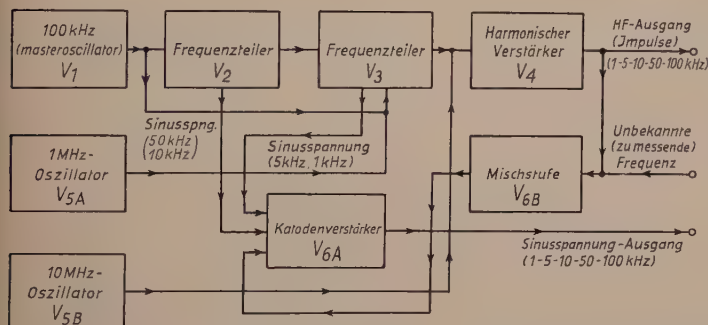


Abb. 1. Blockschaltung des Frequenznormals, das diskrete Normalfrequenzen größter Stabilität im Ton- und Hochfrequenzbereich zwischen 1 kHz und 150 MHz liefert

Voraussetzung für die hohe Genauigkeit der geteilten, niedrigeren Frequenzen ist unbedingte Stabilität und Konstanz der frequenzteilenden Schaltung. Als solche Frequenzteiler verwendet man vorzugsweise Sperrschwinger oder Multivibratoren, die frei schwingen und von dem „masteroscillator“ synchronisiert werden; sie geben nichtsinusförmige oder rechteckige Spannungen ab, was sehr erwünscht ist, damit deren Harmonische ebenfalls als Normalfrequenzen benutzt werden können.

Ein kürzlich in der amerikanischen Literatur¹⁾ beschriebenes Frequenznormal dieser Art, das mehrere Normalfrequenzen im Ton- und Hochfrequenzgebiet zwischen 1 kHz und 150 MHz liefert, fällt vor allem durch seine eigentümlichen und neuartigen Frequenzteiler auf, deren Schaltung recht beachtenswert ist und von grundsätzlicher Bedeutung sein dürfte.

1) Radio-Electronic Engineering (Aug. 1954), S.16.

Aufbau und Arbeitsweise des gesamten Frequenznormals sind aus dem Blockschaltbild (Abb. 1) zu erkennen. Der masteroscillator V_1 , dessen Quarz auf konstanter Temperatur gehalten wird, liefert eine Grundfrequenz von 100 kHz mit hoher Konstanz. Er arbeitet mit Elektronenkopplung in Pierce-Schaltung, die sich durch eine besondere Stabilität auszeichnet. Ein Teil der Schwingspannung von V_1 dient als Synchronspannung zum Steuern der Frequenzteiler V_2 und V_3 , von denen die erste Stufe V_2 die Frequenzen 10 und 50 kHz, die zweite Stufe die Frequenzen 1 und 5 kHz erzeugt.

Ein anderer Teil der 100-kHz-Spannung von V_1 wird unmittelbar dem Ausgang des Frequenzteilers zugeführt, um hier die höheren Harmonischen der 100-kHz-Schwingung anzuheben. Ein harmonischer Verstärker V_4 unterstützt diese Tendenz noch und liefert eine rechteckförmige HF-Ausgangsspannung mit einer Impulsfrequenz von wahlweise 1, 5, 10, 50 oder 100 kHz, je nachdem, wie die Frequenzteiler eingeschaltet sind. Den Rechteckimpulsen sind Spannungsspitzen von 100 kHz

und außerdem noch wahlweise von 1 MHz und 10 MHz überlagert, die den Hilfsoszillatoren V_{5A} und V_{5B} entnommen werden. Da die Hilfsoszillatoren nur zu Markierungszwecken verwendet werden sollen, sind diese einfache quartzesteuerte Triodengeneratoren ohne besondere Stabilisierung.

Die Schaltung ist so getroffen, daß am Steuergitter des Verstärkers V_4 annähernd gleiche Amplituden des Oszillators V_1 bzw. der Frequenzteiler V_2 oder V_3 und der Oszillatoren V_{5A} und V_{5B} wirksam sind. Im Anodenkreis von V_4 liegen mehrere Selbstinduktionen in Reihe, die durch Resonanz Frequenzanhebungen im Bereich von 5 bis 50 MHz in der Ausgangsspannung hervorrufen. Die impulsförmige Ausgangsspannung weist darum Frequenzen von der jeweils eingestellten Grundfrequenz (1, 5, 10, 50 oder 100 kHz) bis zu etwa 150 MHz als Harmonische der Grundfrequenz auf.

Außerdem können an den Frequenzteilern V_2 , V_3 sinusförmige Spannungen von wahlweise 1, 5, 10, 50 oder 100 kHz abgenommen und einem Katodenverstärker V_{6A} zugeführt werden, der die sinusförmigen Spannungen unabhängig von dem HF-Ausgang des harmonischen Verstärkers V_4 liefert. Der Eingang des Katodenverstärkers kann auch wahlweise mit dem Ausgang einer Mischstufe V_{6B} verbunden werden. Dem Eingang der Mischstufe wird ein Teil der HF-Ausgangsspannung von V_4 sowie eine Meßspannung unbekannter Frequenz aufgedrückt, so daß diese durch Überlagerung mit einer Harmonischen der HF-Impulsspannung und Beobachtung des Schwebungsnulls zu ermitteln ist.

Das Kernstück dieses interessanten Frequenznormals stellen zweifellos die Frequenzteiler V_2 und V_3 dar, die schaltungsmäßig — abgesehen von den frequenzbestimmenden Elementen — übereinstimmen. Abb. 2 zeigt die vereinfachte Grundsaltung eines Frequenzteilers. Auf den ersten Blick ähnelt diese

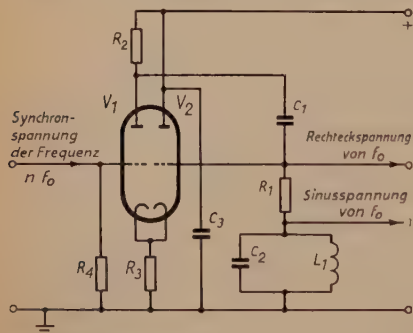


Abb. 2. Vereinfachte Prinzipschaltung des neuartigen, als Frequenzteiler arbeitenden Multivibrators

Schaltung einem freischwingenden, bistabilen Multivibrator, bei dem die zwei Überkreuzkopplungen durch den gemeinsamen Katodenwiderstand R_3 einerseits und durch die Wechselstromverbindung von der Anode von V_1 zum Gitter von V_2 über den großen Kondensator C_1 andererseits hergestellt werden. Gegenüber der normalen Multivibratorschaltung fallen aber zwei wichtige Unterschiede auf: V_2 hat keinen Anodenwiderstand (die Anode von V_2 ist als wechselstrommäßig geerdet) und außerdem ist der Gitterwiderstand R_1 von V_2 sehr viel kleiner als üblich und liegt mit einem die Frequenz des Multivibrators bestimmenden Schwingkreis $L_1 - C_2$ in Reihe, während die Zeitkonstante des Koppelgliedes $R_1 - C_1$ im Gegensatz zum normalen Multivibrator hier keinen Einfluß auf dessen Schwingfrequenz hat. Dieser Umstand ist das charakteristische Merkmal des neuen Frequenzteilers und verleiht ihm seine sehr hohe Stabilität.

Damit der Multivibrator nach Abb. 2 freischwingen kann, müssen die folgenden zwei Bedingungen erfüllt sein:

$$A_1 \cdot A_2 \geq 1, \quad (1)$$

$$\theta_1 \cdot \theta_2 = 0^\circ \text{ oder } 360^\circ, \quad (2)$$

wo A_1 und A_2 die Spannungsverstärkungen und θ_1 und θ_2 die Phasenwinkel von V_1 und V_2 sind. In Bezug auf den Rückkopplungsweg ist V_1 ein Gitterbasis- und V_2 ein Katodenverstärker, so daß aus der Bedingung (1) folgt

$$\mu_2 \cdot (1 + \mu_1) \cdot Z_1 \cdot R_k \geq 1, \quad (3)$$

$$(R_{i1} + Z_1) \cdot (R_{i2} + R_k)$$

worin Z_1 die effektive Ausgangsimpedanz von V_1 und R_k die effektiven Innenwiderstände von V_1 und V_2 sind. Diese unterscheiden sich im

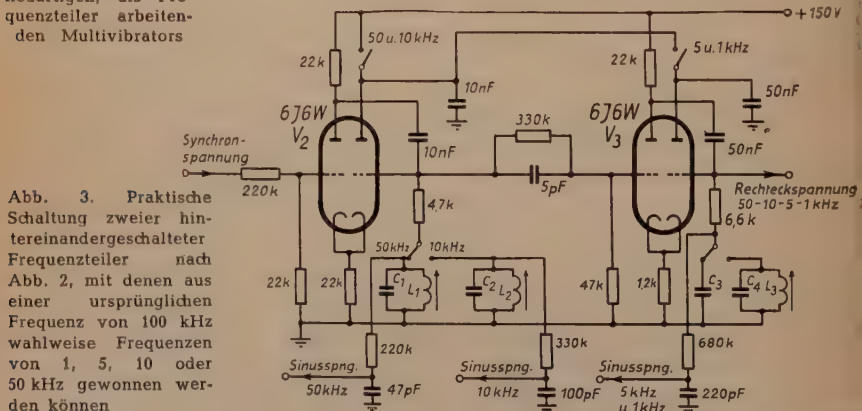


Abb. 3. Praktische Schaltung zweier hintereinandergeschalteter Frequenzteiler nach Abb. 2, mit denen aus einer ursprünglichen Frequenz von 100 kHz wahlweise Frequenzen von 1, 5, 10 oder 50 kHz gewonnen werden können

Die Spannungsform an Z_1 ist im wesentlichen rechteckig, am Schwingkreis L_1-C_2 dagegen sinusförmig; eine geringe Spannung des „masteroscillators“ am Steuergitter des Spannungsteilers genügt zur Synchronisation des Multivibrators, der je nach der Bemessung des Schwingkreises L_1-C_2 eine zwei- oder zehnfache Frequenzteilung durchführt. Die Stabilität des Frequenzteilers ist außerordentlich groß; bei Schwankungen der Betriebsspannung zwischen 80 und 130 Volt oder der Röhrendaten um $\pm 25\%$ zeigt eine hundertfache Frequenzteilung eine Phasenstabilität von besser als 30° . In Abb. 3 ist die im Frequenznormal verwandte praktische Schaltung des zweistufigen Frequenzteilers V_2 und V_3 dargestellt, dessen hintereinandergeschaltete Stufen gleichartig aufgebaut sind. Die erste Stufe erhält ihre Synchronspannung von V_1 , während der erste Frequenzteiler V_2 die Synchronspannung für den zweiten Frequenzteiler V_3 liefert. Dem Schaltbild kann ohne Schwierigkeiten entnommen werden, wie die einzelnen Frequenzen entstehen und eingeschaltet werden. Erwähnenswert ist die Tatsache, daß sich die Frequenz des frequenzteilenden Multivibrators nur durch Umschaltung des Schwingkreises um Beträge von 5:1 verändern läßt, und ferner der Umstand, daß der Signalweg durch die Frequenzteiler nicht unterbrochen wird, wenn man einen oder beide Frequenzteiler durch Abschalten der jeweils zweiten Triode durch Öffnen der Anodenleitung außer Betrieb setzt.

Abb. 4 zeigt die vollständige Schaltung des gesamten Frequenznormals mit allen wichtigen Daten.

Fgs.

Ein magnetischer Tonabnehmer, der auch niedrigste Frequenzen abnimmt²⁾

Um einen Tonabnehmer mit einer bis zu den niedrigsten Frequenzen linearen Charakteristik zu erhalten, werden zwei Maßnahmen ergriffen: 1. Als Tonabnehmer wird eine Elektronenstrahlröhre verwendet; 2. die sonst übliche Magnetisierung des Tonbandes in longitudinaler Richtung wird durch eine Magnetisierung senkrecht zur Laufrichtung ersetzt. Mit diesen beiden Maßnahmen erreicht man bei einer Bandgeschwindigkeit von etwa 1 m/s einen linearen Frequenzgang von 0...10 000 Hz und ein Verhältnis von Nutzsignal zu Rauschen von 40 dB. Dabei ist zu beachten, daß das Tonband im Spalt des Aufzeichnungskopfes gut zentriert werden muß. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, so entsteht neben der zur Laufrichtung senkrechten Magnetisierung eine longitudinale, die bei der Tonabnahme eine um 90° phasenver-

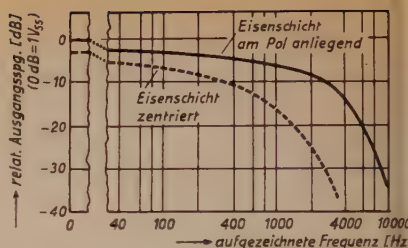


Abb. 1. Nichtentzerrte Frequenzkurve eines Tonabnehmers für Magnetisierung senkrecht zur Laufrichtung

schobene Komponente verursacht. Diese Komponente wird mit zunehmender Frequenz größer, sie muß also immer dann, wenn ein linearer Frequenzgang, wie z. B. bei der Aufzeichnung von Meßwerten, verlangt wird, unterdrückt werden. Die erforderliche Zentrierung wird dadurch sichergestellt, daß man die nicht mit der Eisenschicht versehene Seite des Tonbandes auf dem einen Pol des Aufzeichnungskopfes gleiten läßt und den Spalt gleich der doppelten Dicke des Bandes macht. Durch einfaches Umdrehen des Bandes kann man bei demselben Schreibkopf die Bedingung für longitudinale Aufzeichnung herstellen, indem man die Eisenschicht auf dem Polschuh gleiten läßt. Abb. 1 zeigt die nichtentzerrten Frequenzkurven für diese beiden Fälle. Mit Hilfe eines Entzerrers werden im ersten Falle die hohen Frequenzen bei der Tonaufzeichnung um etwa 35 dB angehoben; dadurch wird die Wiedergabekurve von 0...10 000 Hz bis auf ± 2 dB geradlinig. Der Tonabnehmerkopf besteht aus zwei Magneten, die entsprechend der durch das Band verursachten Induktion den Elektronenstrahl einer Elektronenstrahlröhre ablenken. Die Güte der Aufzeichnung läßt sich z. B. bei Rechteckkurven beurteilen. Die richtige Phasenbeziehung (zentrierte Eisenschicht bei der Aufnahme) ist dabei von ausschlaggebender Bedeutung für originalgetreue Wiedergabe. Ro-

Impulsformende Schaltungen mit Flächentransistoren³⁾

Wenn nicht zu strenge Anforderungen vorliegen, kann man zur Verformung von Impulsen und Sinusschwingungen einen einstufigen Röhrenverstärker mit kapazitiver Rückkopplung und Verstärkungsbegrenzung verwenden. Diese Schaltung ist auch durch eine Transistorschaltung ersetzbar, wenn die Parameter des Transistors bis zu den höchsten noch zu beachtenden Oberschwingungen rein ohmsch bleiben

²⁾ J. Warren Gratian: Magnetic-Tape Pickup Has D. C. Response. Electronics 27 (Sept. 1954) H. 9, S. 156...159.

³⁾ J. B. Oakes: Junction Transistor Pulse Forming Circuits. Electronics 27 (Sept. 1954) H. 9, S. 165...167.

Von den drei möglichen einstufigen Transistor-schaltungen ist lediglich die Emitterschaltung für diesen Zweck geeignet. Abb. 1 zeigt als Beispiel eine Integrationschaltung, bei der ein an den Eingang gelegter Impuls von 10^{-5} s Dauer am Ausgang eine sägezahnförmige Spannung liefert. Eine der Abb. 1 sehr ähnliche Schaltung liefert das Integral zu einem rechteckigen Spannungsverlauf von verhältnismäßig niedriger Tonfrequenz. Um einen Spannungsverlauf von dreieckiger Form (1000 Hz) zu differenzieren, benutzt man eine Schaltung nach Abb. 2. Bei allen diesen Schaltungen wurde darauf verzichtet, den Arbeitspunkt des Trans-

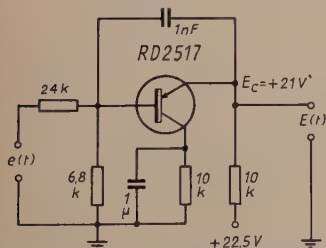


Abb. 1. Transistorschaltung zur Umformung von Impulsen in eine Sägezahnkurve (Integration)

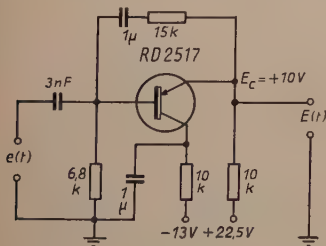


Abb. 2. Transistorschaltung zur Umformung einer Spannung mit dreieckigem Verlauf in eine solche mit rechteckigem Verlauf (Differentiation)

istors gegenüber Temperatur- und Vorspannungsschwankungen zu stabilisieren. Falls eine genauere Wirkungsweise verlangt wird, müssen mehrstufige rückgekoppelte Transistorverstärker verwendet werden. Roë.

Transistor-Oszillator⁴⁾

Zur Überwachung von Radargeräten im Einsatz dient ein kristallgesteuerter Oszillator mit einer Transistorstufe, der eine Frequenz von 30 MHz liefert. Mit ausgesuchten Transistoren kann man auch 50 oder 100 MHz erreichen. Eine

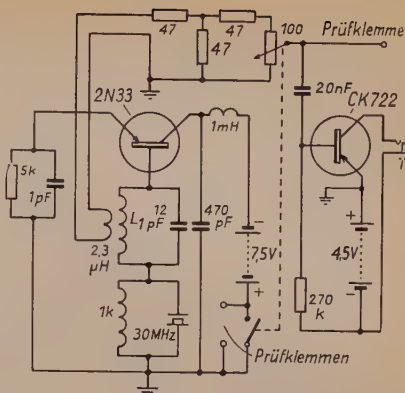


Abb. 1. Schaltbild des Transistor-Oszillators

zweite Transistorstufe dient als Gleichrichter und Verstärker und liefert 4,5 V an einen 2000-Ohm-Kopfhörer. Das ganze Gerät ist $5 \times 6,8 \times 10$ cm groß und wiegt 360 g. Es wurden keine Anstrengungen gemacht, es zu „subminiaturisieren“. Der aus der eingebauten Batterie entnommene Strom beträgt 1,7 mA. Die Batterie reicht für 150 Stunden Dauerbetrieb. Roë.

Intermittierende Registrierung der Strom-Spannungscharakteristik von Halbleitern⁵⁾

Die meisten Halbleiterelemente haben eine starke Abhängigkeit von der Temperatur. Selbst wenn diese außerhalb des Halbleiters konstant bleibt, kann durch die in ihm entstehenden Verluste eine wesentliche Änderung der Halbleitereigenschaften verursacht werden. Um die Spannungscharakteristik unabhängig von diesen thermischen Einflüssen zu erhalten, wird die Spannung in Abständen von 4,4 ms kurzzeitig (80 μ s) angelegt. Die Spannung der Impulse nimmt während 144 ms linear mit der Zeit von 0 ... 350 V zu, dann beginnt der Vorgang von neuem. Die Impulse werden über einen Vorschaltwiderstand von 1000 Ohm an das zu prüfende Halbleiterelement, z. B. an einen Gleichrichter, gelegt. Außerdem kann eine konstante Vorspannung bis zu 100 V hinzugefügt werden. Die Spannung am Prüfling und die Spannung am Vorschaltwiderstand (als Maß für den Prüfstrom) werden den beiden Ablenkplatten einer Braunschen Röhre zugeführt, auf deren Schirm die Strom-Spannungscharakteristik unmittelbar in Form einer Punktfolge sichtbar wird. Roë.

⁵⁾ J. I. Pankove: Pulsed Curve Tracer for Semiconductor Testing. Electronics 27 (Sept. 1954) H. 9, S. 172 ... 173.

⁴⁾ J. F. Madsen: Transistorized Oscillator. Electronics 27 (Sept. 1954) H. 9, S. 171.

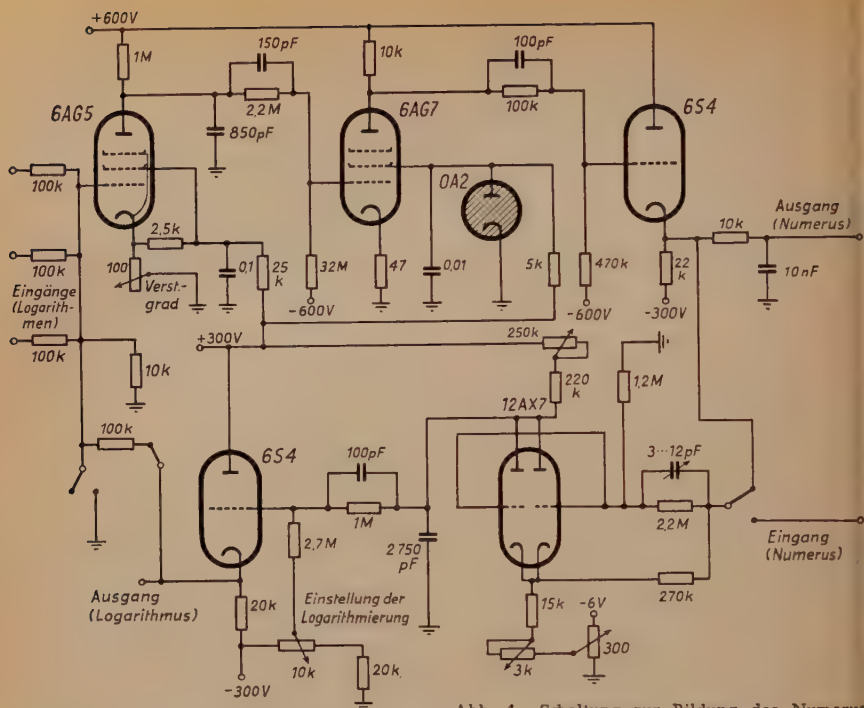


Abb. 1. Schaltung zur Bildung des Numerus

Multiplikationselemente für Analog-Rechengeräte⁶⁾

Für Regelvorgänge benötigt man häufig Schaltelemente, die eine nichtlineare Funktion einer Variablen oder das Produkt mehrerer Funktionen bilden. Dabei ist meistens eine geringe Genauigkeit (5 %) ausreichend. Man leitet von den Eingangsgrößen zunächst deren Logarithmus ab, vervielfacht diesen (falls eine Potenzierung erwünscht ist) und addiert oder subtrahiert die so erhaltenen Werte. Dies entspricht einer Multiplikation oder Division. Von der so entstandenen Summe wird schließlich der Numerus gebildet. Das wesentliche Schaltelement, der Logarithmusbildner (linear-to-logarithmic converter) beruht im wesentlichen auf der Verstärkung durch eine Röhre mit logarithmischer Charakteristik. Der Numerus wird in einer Schaltung nach Abb. 1 gebildet, bei der (soweit erkennbar) der Verstärker im oberen Teil der Schaltung durch einen logarithmisch arbeitenden Verstärker (im unteren Teil der Schaltung) derart geregelt wird, daß die

gewünschte Beziehung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung entsteht. Als Anwendungsbeispiel wird die Lösung einer nichtlinearen Differentialgleichung vorgeführt. Ein zweites Beispiel zeigt, wie man mit Hilfe des Rechengerätes die Verhältnisse eines elektromechanischen Regelgerätes (Selsyn-Antrieb) nachahmen kann, um bequem die optimale Einstellung ermitteln zu können.

Roe.

Maschinelle Herstellung von Strip-Leitungen⁷⁾

Gegenüber einer unsymmetrischen Strip-Leitung hat die symmetrische den Vorteil kleinerer Verluste. Sie besteht aus einer dünnen dielektrischen Platte, auf welcher die Leitung beidseitig aufgedruckt ist (Abb. 1). Diese Platte wird durch isolierende Distanzstücke in der Mitte zwischen zwei Metallplatten gehalten. Die sich ergebenden Feldlinien sind in Abb. 2 dargestellt. Da gegenüberliegende Punkte der zu beiden Seiten der Dielektrikumplatte liegenden

⁶⁾ C. J. Savant jr. und R. C. Howard: Multiplier for Analog Computers. Electronics 27 (Sept. 1954) H. 9, S. 144 ... 147.

⁷⁾ K. S. Packard: Machine Methods Make Strip Transmission Line. Electronics 27 (Sept. 1954) H. 9, S. 148 ... 150.

Metallstreifen gleiches Potential haben, besteht im Innern dieser Platte kein Feld; es können also auch keine Verluste entstehen. Die Distanzstücke, welche die Dielektrikumplatte in der Mitte zwischen den beiden Metallplatten halten, können seitlich außerhalb des Feldes angeordnet sein, so daß auch sie keinen Beitrag zu Verlusten liefern. Die symmetrische Strip-Leitung hat deshalb ähnlich geringe Verluste wie die Koaxialleitung. Die Abhängigkeit des Wellenwiderstandes von den Abmessungen ist aus Abb. 3 ersichtlich. Eine Abweichung von der Symmetrie (z. B. eine Verschiebung der Dielektrikumplatte um 0,5 mm in Richtung einer der Metallplatten bei einem Metallplattenabstand von 12,5 mm) gibt keine merkliche Änderung, dagegen muß eine Schräglage der Dielektrikumsplatte vermieden werden, da bei Kreisen mit geringer Dämpfung die Verluste schon bei einer Neigung von $0,5^\circ$ merklich ansteigen können.

Schaltungen werden aus dieser symmetrischen Strip-Leitung so hergestellt, daß die Dielektrikumsplatte beidseitig entsprechend der Leitungsführung mit einem Kupferüberzug versehen („bedruckt“) wird. Abb. 4 gibt hierfür ein Beispiel. Röhren und andere Schaltelemente werden auf die Metallplatten montiert, die zu beiden Seiten der Strip-Leitung liegen. Die ganze Anordnung kann auch zwecks Raumersparnis gebogen oder gewickelt werden. Symmetrische Strip-Leitungen sind bis 10 000 MHz anwendbar. Roe.

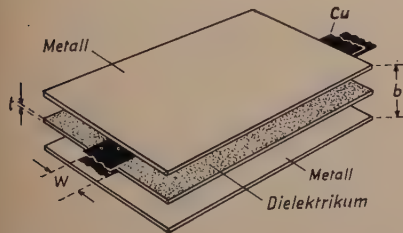


Abb. 1. Perspektivische Darstellung einer symmetrischen Strip-Leitung

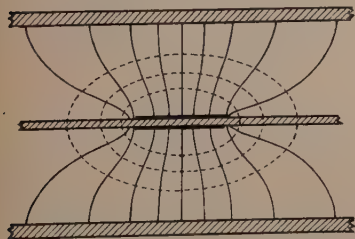


Abb. 2. Elektrische (ausgezogen) und magnetische Feldlinien (gestrichelt) einer symmetrischen Strip-Leitung

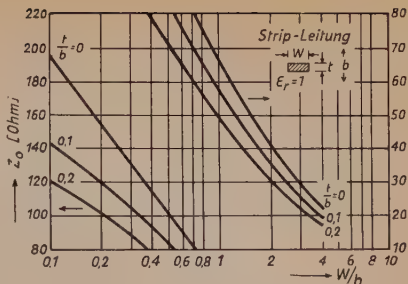


Abb. 3. Wellenwiderstand der symmetrischen Strip-Leitung in Abhängigkeit vom Verhältnis Breite der Strip-Leitung (W)/Abstand der Metallplatten (b). Parameter ist das Verhältnis der Strip-Dicke t zum Abstand der Metallplatten b



Abb. 4. Beispiel für eine Schaltung aus symmetrischen Strip-Leitungen, ein Tiefpaß

Anregung eines Hornstrahlers für Mikrowellen-Mehrfachbetrieb mit zwei verschiedenen Schwingungsformen⁸⁾

Um an Raum und Gewicht zu sparen, kann man im Zentimeterwellengebiet eine Antenne gleichzeitig für zwei hochfrequente Nachrichtenkanäle ausnutzen, indem man mit zwei Wellen arbeitet, deren Polarisationsrichtungen in den zu den Antennen führenden Hohlrohrleitungen und im Übertragungsraum senkrecht zueinander stehen. Man erreicht bei diesem Verfahren mit verhältnismäßig einfachen Mitteln eine Entkopplung von mehr als 40 dB. Zur Fortleitung der Wellen sind sowohl Hohlrohrleitungen mit kreisförmigem als auch mit quadratischem Querschnitt geeignet, doch wird in jenen die Polarisationssebene bei geringen Abweichungen von der Kreisform gedreht, so daß zwischen beiden Kanälen Übersprechen entsteht. Die beiden Wellen können dem gemeinsamen Hohlrohrleiter über rechteckige Hohlrohrleiter oder über Koaxialkabel zugeführt werden. Die koaxiale Einspeisung (Abb. 1) ermöglicht eine bessere Anpassung. Die beiden Eingänge liegen nicht in der gleichen Querebene, um eine direkte Kopplung zwischen ihnen zu vermeiden.

⁸⁾ D. J. Le Vine und W. Sichak: Dual-Mode Horn Feed for Microwave Multiplexing. Electronics 27 (Sept. 1954) H. 9, S. 162 ... 164.

Außerdem sind zwischen die beiden Einführungen drei Leitbleche gestellt, die zusätzlich zur Entkopplung beitragen. Das Horn kann unmittelbar in den Sendespiegel strahlen oder unter Zwischenschaltung eines exzentrischen Parabolreflektors auf einen ebenen Reflektor (Abb. 2). Diese Anordnung hat sich bei Richt-

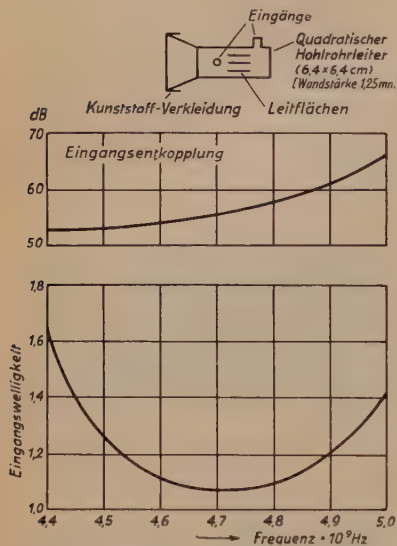


Abb. 1. Horn mit doppeltgespeistem Hohlrohrleiter. Entkopplung und Welligkeit in Abhängigkeit von der Frequenz

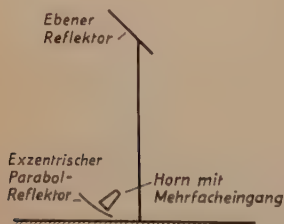


Abb. 2. Indirekte Speisung einer Antenne für Richtfunkverbindungen

funkverbindungen bewährt, da bei ihr keine längeren Zuleitungen zur Antenne benötigt werden. Um Drehungen der Polarisationssebene zu vermeiden, muß bei allen Reflektoren auf strenge Symmetrie in bezug auf die beiden rechtwinklig zueinanderstehenden Polarisationsrichtungen geachtet werden.

Roe.

Feststellung sich bewegender Ziele mit Impuls-Doppler-Radar⁹⁾

Der Vorgang, der sich bei der Ortung von sich bewegendem Zielen mit Hilfe von Radarimpulsen abspielt, ist so verwickelt, daß es ein hoffnungsloses Unterfangen ist, ihn wie im zitierten Aufsatz auf vier Druckseiten erklären zu wollen, besonders dann, wenn man sich nicht auf einen einfachen Sonderfall beschränkt. Der Verfasser verzichtet darauf, praktisch brauchbare Verfahren zur Trennung von beweglichen und festen Zielen zu beschreiben und gibt lediglich die Frequenzspektren an, die sich unter verschiedenen Bedingungen ergeben: Beim Dauerstrich-Radar wird von festen Zielen die Sendefrequenz f_0 , von beweglichen Zielen eine entsprechend dem Dopplereffekt verschobene Frequenz f_D reflektiert. Beim Impuls-Radar erhält man bei Reflexion an festen Zielen ein Spektrum, das aus den Harmonischen der Impulsfolgefrequenz f_I besteht. Die Umhüllende dieses Spektrums wird durch die Impulsbreite bestimmt. Bei der Reflexion an sich bewegendem Zielen kann man bekanntlich die nunmehr empfangene Frequenz f_D mit einer lokal erzeugten Frequenz überlagern. Diese Möglichkeit wird aber vom Verfasser nicht besprochen, vielmehr wird angenommen, daß außer der Frequenz f_D auch die Frequenz f_0 infolge von Reflexion an gleichzeitig vorhandenen festen Zielen empfangen wird. Bei gleicher Entfernung des sich bewegendem und des festen Zieles ergeben sich Schwebungen zwischen f_0 und f_D . Das so entstehende Spektrum enthält u. a. auch die Dopplerfrequenz $f_0 \pm f_D$, die mit Hilfe des „Boxcar“-Demodulators eliminiert wird. Dies ist ein Demodulator, der von jedem Empfangsimpuls einen Rechteckimpuls gleicher Amplitude von der Dauer $1/f_I$ ableitet.

Besonders verwickelt wird der Vorgang, wenn das Radargerät nicht feststeht, sondern sich beispielsweise an Bord eines Flugzeuges befindet. Dann liefern die am Boden befindlichen Ziele je nach ihrer Entfernung und seitlichen Lage verschiedene Dopplerfrequenzen, ergeben also unter Voraussetzung einer Gleichrichtung mit dem obengenannten Demodulator ein bei Null beginnendes Kontinuum. Besonders große Ziele verursachen aus diesem Kontinuum hervortretende Spitzen; ein bewegtes Ziel kann neue kontinuierliche Frequenzbänder hinzufügen.

Als wesentliche Verbesserung wird die Herstellung kohärenter Impulse bezeichnet, wozu ein Locksender (coho) benutzt wird, der nicht nur für den phasenrichtigen Einsatz der Sendefrequenz bei jedem Impuls sorgt, sondern auch zur Überlagerung mit den empfangenen Im-

⁹⁾ R. S. Sargent: Moving Target Detection by Pulse Doppler Radar. Electronics 27 (Sept. 1954) H. 9, S. 138 ... 141.

pulsen benutzt wird. Der Verfasser betrachtet aber nicht den uns geläufigen Fall, bei dem die Frequenz des Locksenders f_L von der Sendefrequenz f_O verschieden ist, sondern den Spezialfall $f_L = f_O$. Es ergeben sich dann wegen der Schwebung zwischen f_D und f_L zwei weitere Frequenzbänder. Als Vorteile des Doppler-Radar-Verfahrens werden die Möglichkeiten angegeben, größere Reflektoren auch bei Anwesenheit vieler kleiner Reflektoren vom Flugzeug aus zu orten und die Radialgeschwindigkeit sich bewegender Ziele festzustellen. Roe.

Germaniumkristalle als Infrarot-Modulator

Für die Nachrichtenübermittlung auf kurze Entfernungen hat man wiederholt den Versuch gemacht, die unsichtbare Infrarotstrahlung einer Lichtquelle als Träger für die die Nachricht enthaltende tonfrequente Modulationsspannung zu verwenden, weil die für Infrarottelefonie oder -telegrafie erforderlichen Send- und Empfangsanlagen gegenüber Funkgeräten sich durch Einfachheit und unkomplizierten Aufbau auszeichnen. Gewisse Schwierigkeiten hat aber immer der Modulator gemacht, welcher der infraroten Strahlung die niederfrequenten Signalschwingungen aufdrückt, und auch heute noch fehlt es an einem geeigneten Modulator, der vor allem den gesamten Tonfrequenzbereich beherrscht.

Als Quellen für die Infrarotstrahlung kommen Metallfaden-Glühlampen und Gasentladungsröhren mit Emissionslinien im Infrarot in Betracht. Gasentladungsröhren lassen sich zwar auch mit sehr hohen Modulationsfrequenzen einwandfrei steuern, aber die von ihnen ausgestrahlte Energie ist für die meisten praktischen Anwendungen zu gering. Glühlampen können in der Weise moduliert werden, daß man das Modulationssignal unmittelbar durch den Metallfaden der Glühlampe leitet. Die thermische Trägheit des Metallfadens beschränkt aber diese Art der Modulation auf niedrige Frequenzen. Man zieht es daher vor, die Infrarotstrahlung der konstant brennenden Lampe durch einen mechanischen Verschluss oder eine Blende zu modulieren, und erhält auch damit gute Resultate. Geeignete mechanische Modulatoren sind aber kompliziert und kostspielig.

Die im Auftrage des britischen "Ministry of Supply" durchgeführten Entwicklungsarbeiten auf dem Gebiete der Infrarottelefonie haben nun zu einem Modulator geführt, der außerordentlich einfach und billig ist und doch alle bisherigen Anordnungen übertrifft, da er bei geringen Verlusten den gesamten Tonfrequenzbereich bis 10 kHz aussteuern kann. Dieser neue Modulator besteht aus einem Germaniumkristall, über dessen Arbeitsweise und Eigenschaften kürzlich in der "Electronics" genauer berichtet wurde¹⁰⁾.

Ein Germaniumkristall ist zwar für sichtbares Licht völlig undurchlässig, dagegen für infrarotes Licht mit Wellenlängen von mehr als $1,8 \mu$ nahezu vollkommen "durchsichtig". Der Grad dieser "Durchsichtigkeit", also die Absorption der Infrarotstrahlen, hängt von der Dichte der im Kristall vorhandenen freien Ladungsträger, Elektronen im n-Kristall oder Löcher im p-Kristall, ab. Wenn es gelingt, diese Ladungsträgerdichte im Takte der Modulationsspannung oder des Modulationsstromes zu ändern, kann man die den Kristall durchsetzenden Infrarotstrahlen in der gewünschten Weise modulieren.

Nun ist es bekannt, daß man in einen nach Art eines Gleichrichters ausgebildeten und mit Elektroden versehenen Germaniumkristall Ladungsträger hineinschießen kann, wenn man einen Strom in Durchlaßrichtung durch den Kristall schickt. Tatsächlich kann man nach diesem Grundsatz überraschend einfache Infrarotmodulatoren aus Germaniumkristallen gestalten, die sich bereits für Wellenlängen von $1,8 \mu$ bis 12μ bestens bewährt haben und mindestens theoretisch bis in das Millimetergebiet geeignet sein müßten.

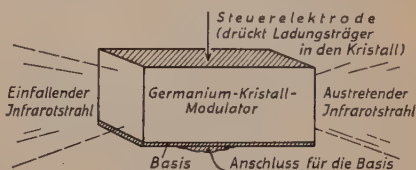


Abb. 1. Zur Wirkungsweise des aus einem Germaniumkristall gebildeten Infrarotmodulators

Der neue Infrarotmodulator ist ein langer, schlanker Quader aus Germanium, der in Längsrichtung von dem zu modulierenden Infrarotstrahl durchsetzt wird (Abb. 1). Auf einer der Endflächen des Quaders wird das Bild einer Glühlampe stark verkleinert abgebildet. Wegen seines hohen Brechungskoeffizienten wirkt der Kristall wie ein bündelnder Lichtleiter, da die hindurchgehenden Strahlen an den äußeren Begrenzungen des Kristalls immer wieder nach innen total gebrochen werden. Auf zwei gegenüberliegenden, langen Schmalseiten sind die beiden Elektroden, nämlich die Basis und die die Ladungsträger in den Kristall drückende Steuerelektrode, aufgebracht. Die Änderung der Ladungsträgerdichte im Kristall, die man durch diese Steuerung erreichen kann, ist nicht sehr groß, so daß man den Kristall und den Strahlenweg durch den Kristall verhältnismäßig lang machen muß, um eine genügende Modulationstiefe zu erhalten. Andererseits nimmt mit wachsender Kristalllänge auch die mittlere Absorption

¹⁰⁾ Gibson, Alan F.: Germanium modulator for infrared communication. Electronics 27 (Ok. 1954) H. 10, S. 155 ... 157.

der Strahlen zu, so daß schließlich Energieverluste auftreten. Es läßt sich jedoch eine optimale Kristalllänge errechnen, bei der die Verhältnisse hinsichtlich Modulationstiefe und Absorption am günstigsten sind.

Die Laufzeit der in den Kristall eingeschossenen Ladungsträger von der Steuerelektrode zur Basis ist der Stromstärke zwischen den beiden Elektroden umgekehrt proportional. Wird diese Laufzeit bei Vergrößerung des Stromes so kurz, daß sie gleich oder kürzer als die durch die Rekombination bedingte Lebensdauer der Ladungsträger wird, so ist eine Sättigung erreicht, da die Ladungsträger in der gleichen Zahl in den Kristall eintreten und diesen wieder verlassen. Eine weitere Steigerung der Stromstärke kann daher ihre Dichte im Kristall nicht mehr erhöhen. Der Arbeitspunkt für die Modulationsamplitude „Null“ wird durch einen Gleich-Vorstrom auf die halbe Sättigungsdichte der Ladungsträger im Kristall eingestellt. Von hier aus kann um gleiche Amplituden nach oben bis zum Sättigungsstrom und nach unten bis zum Strom Null ausgesteuert werden. In diesem Arbeitspunkt ist die Laufzeit doppelt so groß wie die Lebensdauer der freien Ladungsträger.

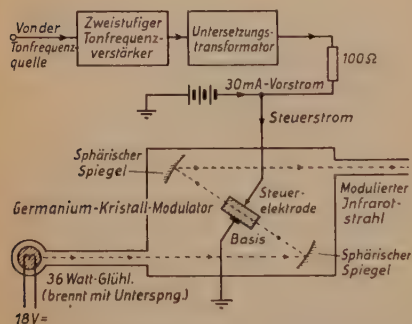


Abb. 2. Schematischer Aufbau eines Infrarot-senders mit Germaniumkristall-Modulator

Die Steuerelektrode kann in der gleichen Weise wie bei gleichrichtenden Germaniumdioden auf dem Kristall angebracht sein, beispielsweise also in Form eines Spitzenkontaktes, einer aufgedampften Metallelektrode oder auch in Gestalt einer p-n-Grenzfläche, die durch Diffusion von Indium in die Kristalloberfläche entsteht.

Es wurde bereits eine nach diesem Prinzip arbeitende Infrarot-Übertragungsanlage für Demonstrationszwecke gebaut, deren Senderaufbau schematisch in Abb. 2 gezeigt ist. Der Untersetzungstransformator und der 100 Ohm-Reihenwiderstand dienen dazu, den Steuerstrom zwischen den Kristallelektroden durch eine Stromquelle annähernd konstanter Impedanz dem Modulator aufzudrücken. Der Gleich-Vor-

strom wurde von einer Batterie geliefert. Als Empfänger diente eine Bleisulfidzelle, deren obere Empfindlichkeitsgrenze bei $2,8 \mu$ lag. Dadurch wurde allerdings der ausnutzbare Frequenzbereich der Infrarotstrahlung auf 1,8 bis $2,8 \mu$ eingeschränkt. Die Frequenzkurve verlief für Modulationsfrequenzen zwischen 25 Hz und 6 kHz praktisch geradlinig. Fgs.

BUCHBESPRECHUNGEN

Der Rundfunk. Vorgeschichte und Wesen

Von K. Rössel-Majdan. Wien 1953, Wilhelm Braumüller, Universitäts-Velagsbuchhandlung GmbH. 148 S. m. 29 Abb. Preis brosch. 7,50 DM.

Als eine kulturwissenschaftliche Untersuchung des Rundfunks versucht das vorliegende Werk das Wesen dieses, unser heutiges Leben so stark beeinflussenden Nachrichtsmittels zu ergründen, indem es kulturphilosophisch, soziologisch, psychologisch auf seine Urelemente zurückgeht. Die dabei aufgezeichneten vielfältigen Beziehungen und Andeutungen der historischen Entwicklungen sind für jeden interessant und lesenswert. —th

Elektro-Akustik für Alle

Von Heinz Richter. Stuttgart 1954, Frankh'sche Verlagshandlung. 241 S. m. 146 Abb. Preis geb. 9,80 DM.

Wer als Nachrichten-Ingenieur schnell einmal einen Überblick über interessante Fragen aus der Praxis der elektroakustischen Übertragungsanlagen gewinnen will, dem kann das vorliegende Buch empfohlen werden. In leichtverständlicher Weise gibt es einen guten Querschnitt, um dem Nichtfachmann auf diesem Gebiet die erste Orientierung zu erleichtern. Es ist aus der Praxis heraus entstanden und ganz auf die Praxis abgestimmt. Wenngleich das Werk sich in seiner ganzen Anlage auch in erster Linie an den jungen Techniker wendet, so wird auch der Ingenieur, dem diese Fragen bis heute fremd sind, gern zu diesem Buch greifen. —h

Elektrotechnische Widerstände

Von G. Hoffmeister. Leipzig 1952, Fachbuchverlag GmbH. 239 S. m. 30 Abb. Preis geb. 10,80 DM.

Als Fortbildungsmittel und Nachschlagewerk für Techniker und Ingenieure, die in der Starkstromtechnik sowie in der Fernmelde- und Rundfunktechnik stehen, ist das vorliegende Buch gedacht. Aus der Fülle des in diesem Buch gebotenen Stoffes gewinnt der Leser einen

Überblick über das gesamte Gebiet der elektrotechnischen Widerstände. Grundlagen, Aufbau, Fertigung und Anwendung der verschiedenen Arten von Widerständen werden eingehend und wissenschaftlich exakt behandelt. Zahlreiche Tabellen ermöglichen es, technische Werte schnell aufzufinden, so daß das Werk ein wichtiges Hilfsmittel für die praktische Arbeit ist. Den Hochfrequenz-Ingenieur werden vor allem die Abschnitte über den Hochohmwiderstand im Hochfrequenzkreis, die Güte des Isolierstoffes und die Meßmethoden für Widerstände (Messung mit Gleichstrom und mit hochfrequentem Wechselstrom) interessieren. Zahlreiche Tafeln und Nomogramme erhöhen die praktische Brauchbarkeit des Werkes.

R.

The Oscilloscope at Work

Von A. Haas und R. W. Hallows. London 1954, Iliffe & Sons, Ltd. 171 S. m. 102 Abb. und 217 Oszillogrammen. Preis geb. 15 s.

Der Katodenstrahl-Oszillograf ist heute in den Laboratorien ein ebenso wichtiges Meßinstrument geworden, wie es die Vielfachinstrumente sind. Die Zahl der Messungen und Meßmöglichkeiten hat sich in den letzten Jahren sprunghaft erweitert. Das vorliegende Buch ist als praktische Einführung in die Anwendungen des Katodenstrahl-Oszillografen, vorzugsweise in der Rundfunk- und Fernseh-Empfangstechnik und aber auch für spezielle Probleme gedacht. Die praktische Brauchbarkeit wird erhöht durch zahlreiche Schaltungsbeispiele für den Aufbau von Meßplätzen und durch über 200 Oszillogramme, die das im Text Gesagte besonders deutlich und instruktiv ergänzen.

Jedem, der beruflich mit der Anwendung von Oszillografen zu tun hat und dem die Deutung der Schirmbilder im Anfang gewisse Schwierigkeiten bereitet, kann dieses wirklich gute Buch zur Einarbeitung bestens empfohlen werden, zumal die Darstellung so leicht verständlich geschrieben ist, daß sie keine allzu großen englischen Sprachkenntnisse voraussetzt.

R.

Funkentstörung

Von Friedrich Seelemann. 1. Aufl. Darmstadt-Berlin 1954, Otto Elsner Verlagsgesellschaft. 798 S. mit 742 Abb. u. zahlr. Tab. Preis in Ganzl. geb. 56,— DM.

Die schnelle Ausbreitung des Rundfunks und in den letzten Jahren auch der Fernsehtechnik haben Fragen der Funkentstörung immer mehr in den Vordergrund rücken lassen. Die Technik der Funkentstörung ist heute zu einer hochentwickelten Spezialdisziplin geworden und nimmt im Dienst der Post eine gewisse Sonderstellung ein. Das vorliegende, sehr ausführliche Werk kann als Standardwerk der Funkentstörtechnik bezeichnet werden. Es gibt in sehr ausführlicher und umfassender Form einen Überblick über das Gesamtgebiet.

Im ersten Teil wird als Voraussetzung für die erfolgreiche Entstörung über den heutigen Stand der Funktechnik berichtet und dabei insbesondere auch die Schaltungstechnik der Empfänger diskutiert. Der zweite Teil beschäftigt sich mit den Quellen der Funkstörungen, berücksichtigt dabei erfreulicherweise auch die innerhalb des Empfängers auftretende Störungen, die z. B. durch fehlerhafte Einzelteile oder unzuverlässige Schaltungen bedingt sind. Die von außerhalb eindringenden Störungen werden gesondert nach atmosphärischen Störungen, Störungen durch andere Funkanlagen und Störungen durch elektrische Maschinen und Geräte behandelt.

Zur Bekämpfung der von außen eindringenden Störungen ist es notwendig, den Störer zu lokalisieren und die von ihm verursachten Störspannungen zu messen. Mit diesen Problemen beschäftigt sich der dritte Teil des Werkes, der einen guten Überblick über die deutsche Gerätetechnik gibt. Den Praktiker werden insbesondere die im vierten Teil gemachten Angaben zur praktischen Entstörung interessieren, die für eine Vielzahl von Entstörungsfällen wertvolle Hinweise geben. Die abschließenden Teile bringen die Behandlung von Funkstörfällen sowie Ausführungen über Sicherheitsbestimmungen und auch Schutzmaßnahmen.

Bei der hohen Bedeutung der Funkentstörung ist es zu begrüßen, daß ein so ausgezeichnetes Werk zur Verfügung steht. Es gibt auf alle praktisch vorkommenden Fragen Antwort und ist deshalb ein unentbehrliches Hilfsmittel bei der Funkentstörung.

—th

Television Receiver Servicing Volume I: Time-Base Circuits

Von E. A. W. Spreadbury. London 1954, Iliffe & Sons, Ltd. 310 S. m. 167 Abb. Preis geb. 21 s.

Dieser erste Band beschäftigt sich mit den Ablenkstufen und den dazugehörigen Schaltelementen. In systematischer Folge werden im ersten Kapitel alle die Möglichkeiten behandelt, die z. B. auftreten können, wenn der Schirm dunkel bleibt; im zweiten Kapitel die Fehlermöglichkeiten, wenn ein Raster geschrieben, aber kein Bild sichtbar wird. In ähnlicher Weise werden dann die Verhältnisse bei der Zuführung eines Signals, bei der Synchronisation, bei der Prüfung der Zwischenzeilenqualität, der Synchronisation der Zeitablenkung, der Hochspannungserzeugung, der Schwungradsynchronisation und der Wiederherstellung des Gleichstrompegels diskutiert. Zahlreiche Einzelschaltbilder erleichtern das Verständnis und werden ergänzt durch die zugehörigen richtigen und falschen Impulsformen, die bei bestimmten Fehlern im Fernseh-Empfänger entstehen können.



DER TONTRÄGER FÜR MAGNETISCHE SCHALLAUFZEICHNUNG

GENOTON TYPE ZS

Das Magnettonband für niedrige
Bandgeschwindigkeiten 19 und 9,5
cm/sec

GENOTON TYPE EN

Das Magnettonband für hohe Band-
geschwindigkeiten 76 und 38 cm/sec

Wir übersenden Ihnen auf Anforde-
rung gern unseren Spez.-Prospekt G9



ANORGANA G·M·B·H·GENDORF/OBB

Die klare und leicht verständlich geschriebene Zusammenstellung wird jedem Fernseh-Ingenieur und Techniker eine wertvolle Hilfe bei der Beurteilung von Fehlern in Fernsehempfängern geben, wenngleich bei der Auswertung der Impulsformen zu berücksichtigen ist, daß diese auf die englische Fernseh-Norm abgestimmt sind. Dadurch wird aber die Brauchbarkeit des Werkes in keiner Weise vermindert, weil es für den Fernsehtechniker leicht ist, die Verhältnisse dieser Fernsehnorm sinn gemäß auf die europäische Fernsehnorm zu übertragen.

R.

Mathematisches Hilfsbuch für die Wechselstromtechnik

Von A. Becker und H. Voigt. 4. Aufl.
Leipzig 1952, Fachbuchverlag GmbH. 426 S.
m. 130 Abb. Preis geb. 7,80 DM.

Das 1941 in der ersten Auflage erschienene Werk liegt jetzt in der vierten Auflage vor. Es ist ein besonderes Kennzeichen für die Qualität des Inhaltes, wenn in so relativ kurzer Zeit bereits die vierte Auflage erscheinen kann. Das Buch hat sich nicht zum Ziel gesetzt, mit den zahlreichen mathematischen Büchern in Wettbewerb zu treten, die ähnliche Themen ausführlich und erschöpfend darzustellen versuchen. Derartige Werke haben oft den Nachteil, daß sie dem Ingenieur zu umfangreich und häufig auch zu abstrakt sind. Deshalb werden die für den Elektrotechniker wichtigen mathematischen Hilfsmittel ausschließlich im Hinblick auf ihre Anwendung zur Lösung elektrotechnischer Aufgaben dargestellt. Vorausgesetzt werden die mathematischen und elektrotechnischen Kenntnisse, die der angehende Ingenieur besitzt, wenn er zum ersten Mal versucht, in die Probleme der Wechselstromtechnik einzudringen. Das Werk faßt kurz und systematisch die wichtigsten mathematischen Verfahren zusammen, die zur Lösung praktischer Aufgaben gebraucht werden. Einen Überblick über die Fülle des gebotenen Stoffes mögen die nachfolgenden Kapitelüberschriften zeigen: 1. Die komplex Rechnung, 2. Das Rechnen mit symmetrischen Komponenten, 3. Die beiden häufigsten Ortskurven, 4. Die Kreis- und Hyperbelfunktionen, 5. Die drei wichtigsten Differentialgleichungen, 6. Harmonische Analyse, 7. Zwei- und Vierpole, 8. Matrizen.

Das Buch ist dadurch besonders wertvoll, daß der gebotene mathematische Stoff an Hand von Zahlenbeispielen, die ausführlich durchgerechnet werden, erläutert wird. Den Abschluß bildet ein Kapitel über die Schreibweise physikalischer Gleichungen.

Ebenso wie in der Vergangenheit wird dieses Buch wegen der vorzüglichen Darstellung auch in Zukunft dem Nachwuchs das Verständnis für die mathematische Behandlung elektrotechnischer Fragen sehr erleichtern.

Ro.

